DEUTSCHE FUNK TECHNIK

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK

2. JAHRGANG / NR. 10
LEIPZIG / SEPTEMBER 1953



FACHBUCHVERLAG GMBH LEIPZIG

Aus dem Inhalt

Titelbild:
Im Juli dieses Jahres haben die ersten KW-Amateure in der DDR ihre langersehnte Sendegenehmigung erhalten, die es ihnen ermöglicht, im 10-, 14-, 20-, 40- und 80-m-Band Sende- und Empfangsversuche durchzuführen. Ein alter „Hase", OM Müller aus Leipzig mit dem Rufzeichen DM 2 acm, bei der Arbeit.
(Aufnahme: Treblegar)

Die Rundfunkwellenausbreitung im August 1953

Mitteilung aus dem Observatorium Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der DDR

Lang-, Mittel- und Kurzwellen

Die Grenzfrequenzen der F 2-Schicht und damit die Übertragungsmöglichkeiten im Kurzwellenbereich lagen im August 1953 allgemein etwas unter den erwarteten Werten. Nachdem in der ersten Dekade keine erwähnenswerten Störungen auftraten, war die Ionosphäre vom 12. bis 14. 8. stärker gestört.

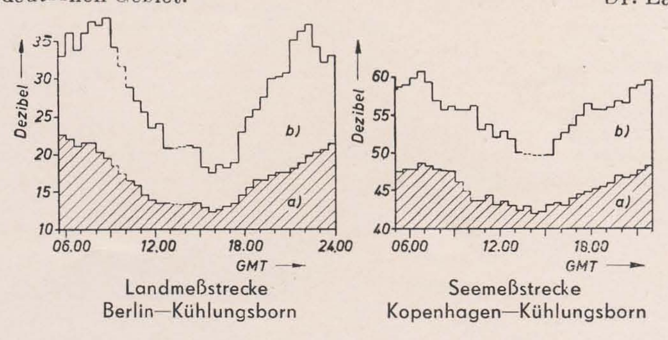
Am 11. 8. um 16.45 Uhr MEZ wurde ein schwacher Mögel-Dellinger-Effekt beobachtet, gekennzeichnet durch kurzzeitigen Feldstärkerückgang auf einigen Kurzwellenverbindungen und leichte Zunahme der Luftstörungen im Längstwellenbereich. Ein solcher Effekt wird durch einen Ultraviolettausbruch auf der Sonne verursacht, der auf der Tagseite der Erde zu einer Verstärkung der D-Schicht-Ionisation führt. Mit einem Ultraviolettausbruch erfolgt häufig gleichzeitig ein Korpuskularausbruch auf der Sonne, der etwa einen Tag später die Erde erreichen kann und zu ionosphärischen und erdmagnetischen Störungen Anlaß gibt. So scheint auch die stärkere Störung vom 12. August ursächlich mit dem Mögel-Dellinger-Effekt vom 11. August verknüpft gewesen zu sein.

Am 23. 8. wurde bei gleichzeitig stark gesteigerter erdmagnetischer Aktivität erneut eine Folge von Ionosphärenstörungen eingeleitet, die bis gegen Monatsende anhielt. Spr.

Ultrakurzwellen

Die ersten Tage des Berichtsmonats brachten bei vorwiegend labil geschichteter unterer Atmosphäre ausgesprochen unternormale Fernempfangsbedingungen. Erst ab 8. 8. verbesserte sich die Ausbreitung. Am 12. 8. wurden in einem Zentralhoch über Mitteleuropa die größten Überreichweiten dieses Sommers beobachtet. Stärkere Sender in über 500 km Entfernung wurden dabei mit gleichen Feldstärken wie schwächere Nahsender empfangen. So überlagerte z. B. der UKW-Sender Langenberg (450 km) häufig den Sender Lübeck (80 km). Bayrische und hessische UKW-Sender waren im Ostseeküstenbereich gut zu hören. Bei fast wolkenlosem Wetter traten in Bodennähe Temperaturschwankungen zwischen Tag und Nacht von mehr als 15° C auf. Dementsprechend waren auch die Tagesgänge der UKW-Feldstärken über Land besonders groß. In den Bildern sind die mittleren monatlichen Tagesgänge für August auf einer Land- und einer Seemeßstrecke den Tagesgängen der Feldstärke während der Hochdrucklage vom 11. bis 13. 8. gegenübergestellt. Die Tagesgänge sind über Land größer als über See, während der Hochdrucklage weit größer als im Monatsmittel. Die größte Wahrscheinlichkeit für Überreichweiten liegt entsprechend den Abbildungen in den Morgenstunden. Zu dieser Zeit lagen vom 10. bis 14. 8. alle Fernsenderfeldstärken (Abstand größer als 150 km) mindestens 25 db, teilweise bis 50 db über den normalen Werten.

In der zweiten Monatshälfte waren die Feldstärken im allgemeinen gleich oder lagen knapp unter dem Mittelwert. Bei Zufuhr kühler labiler Meeresluft waren die Ausbreitungsbedingungen im norddeutschen Raum schlechter als im mitteldeutschen Gebiet. Dr. La.



Landmeßstrecke Berlin—Kühlungsborn

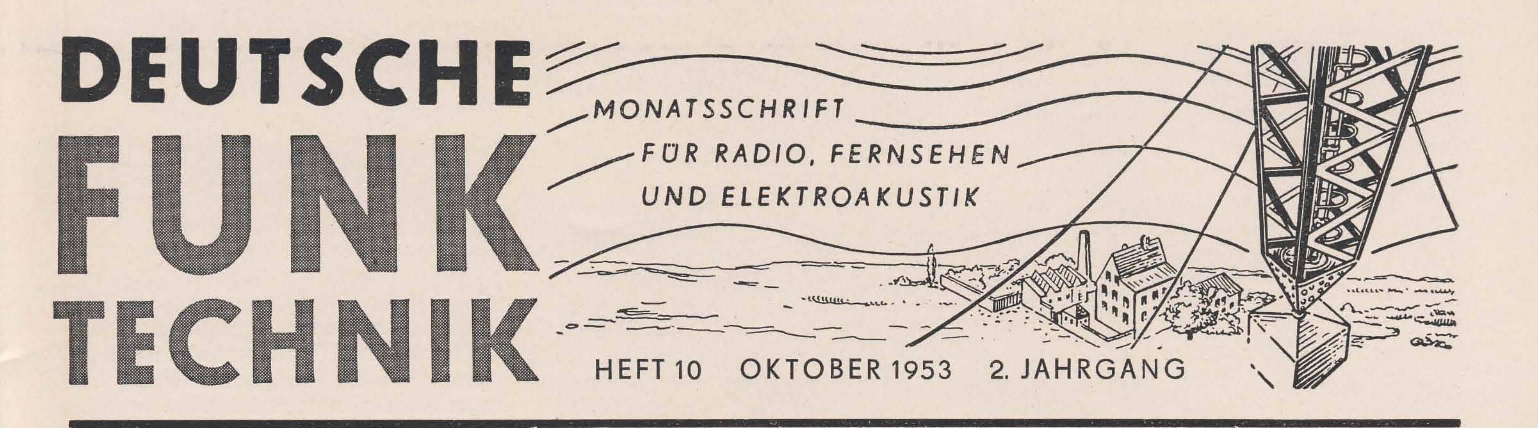
Seemeßstrecke Kopenhagen—Kühlungsborn

Mittlerer Tagesgang der UKW-Feldstärke

a) im Gesamtmonatsmittel August 1953

b) während der besonders guten Ausbreitungsbedingungen vom 11. bis 13. 8. 1953

Redaktion: Ing. Horst Baier (Chefredakteur), Ing. Karl Kiehle, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3. Fernruf 67 87 41 und 67 71 47. — **Verlag:** Fachbuchverlag GmbH, Leipzig W 31, Karl-Heine-Str. 16, Fernruf: 41743, 42163 und 42843. — Postscheckkonto: Leipzig 13723. Bankkonto: Deutsche Notenbank Leipzig 1901. Kenn-Nr. 21 355. — Erscheint einmal im Monat. — Bezugspreis: Einzelheft 2,— DM. In Postzeitungsliste eingetragen. — Bestellungen über die Postämter, den Buchhandel, beim Verlag oder durch die Beauftragten der ZZW. — **Anzeigenverwaltung:** DEWAG-Werbung, Deutsche Werbe- und Anzeigengesellschaft, Filiale Leipzig, Leipzig C 1, Katharinenstr. 3, Fernruf: 2 00 83. Telegrammanschrift: Dewagwerbung Leipzig, Postscheck: Leipzig 122 747 und sämtliche DEWAG-Filialen. — **Druck:** Tribüne Verlag und Druckereien des FDGB/GmbH Berlin, Druckerei III Leipzig III/18/36. — Veröffentlicht unter der Lizenz-Nr. 1129 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik.



Unsere demokratischen Kurzwellenamateure — Pioniere des Friedens und der Völkerverständigung

Heinrich Hertz, der große deutsche Physiker, hat bei seinen klassischen Versuchen bereits sehr kurzwellige elektromagnetische Schwingungen benutzt. In Ermangelung von Elektronenröhren usw. mußte jedoch damals bei der praktischen Anwendung der Erkenntnisse zu längeren Wellen übergegangen werden, da sich in diesen Bereichen größere Abstrahlungsenergien zur Überbrückung von Entfernungen im Weltmaßstab bedeutend leichter erzeugen ließen. Mit den fortschreitenden Erkenntnissen in der Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen, der Röhrentechnik usw. traten aber allmählich wieder die kurzen und kürzesten Wellen in das unmittelbare Blickfeld der funktechnischen Betrachtungen, obwohl bis in die zwanziger Jahre hinein in wissenschaftlichen Kreisen die Wellen unter 200 m für den Weitverkehr als unbrauchbar bezeichnet wurden. Erst einer kleinen Schar von unentwegten Funkidealisten in den verschiedensten Ländern der Erde, den sogenannten Amateuren, war es vorbehalten, das Gegenteil der Behauptung durch praktische Ausstrahlungsversuche zu beweisen. Unter großen persönlichen Opfern an Zeit und Geld schufen diese Funkliebhaber die Voraussetzungen für das heutige Kurzwellenamateurwesen, indem sie im November 1923 bewiesen, daß es die kurzen Wellen sehr wohl ermöglichen, den Erdball mit kleinster Sendeenergie zu umfunken. Diese Feststellungen waren auch gleichzeitig mit der Ausgangspunkt für den heutigen modernen, weltumspannenden kommerziellen Kurzwellenverkehr. Seit diesem Zeitpunkt breitete sich das Amateurfunkwesen trotz aller Schwierigkeiten, die den Amateuren in manchen Ländern bereitet wurden, immer mehr aus. Im Jahre 1927 wurden dann auch die Funkamateure endlich in Würdigung ihrer hervorragenden Verdienste in den internationalen Verträgen durch Bereitstellung bestimmter Wellenbereiche für ihren Liebhabersport berücksichtigt. Den lizenzierten Kurzwellenamateuren stehen heute für ihre Tätigkeit Bereiche im 80-m-, 40-m-, 20-m-, 15-m- und 10-m-Kurzwellenband zur Verfügung. Bestimmte Ultrakurzwellenbänder werden jetzt gleichfalls für Amateurzwecke freigestellt. Tag und Nacht sitzen die Enthusiasten des Funks an ihren meist selbstgebauten Sendern und Empfängern und suchen auf den zugeteilten Kurzwellenbändern nach den Signalen anderer Amateure im Erdenrund. Ohne Rücksicht auf die territorialen Grenzen entstehen Freundschaften im Interesse der internationalen Verständigung und der Erhaltung des Friedens auf breitester Basis. Der Kurzwellenamateursport ist bei richtiger gesellschaftlicher Organisation der geeignetste demokratische Massensport aller Berufsschichten zur Verständigung der Völker untereinander. Die meisten Kurzwellenamateure sind nicht, wie man zunächst denken möchte, berufliche Funkspezialisten. Es sind oft Arbeiter, Bauern, Angestellte usw., die beruflich so gut wie keine Verbindung zur Funktechnik haben. Eines verbindet sie aber alle: „Die Liebe zur Sache und der Drang nach dem Kennenlernen des anderen in der weiten Welt im Interesse des Friedens!“ Die Funkamateure betreiben ihren schönen Sport ohne wirtschaftliche Vorteile, indem sie ihre Tätigkeit aus eigenem idealistischem, funktechnischem Interesse zum gesellschaftlichen Nutzen für den Frieden und die Völkerverständigung ausüben.

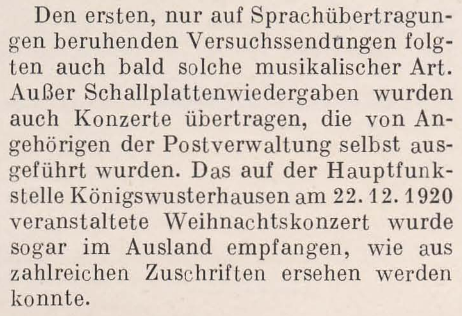
Der Amateurfunk bediente sich, wie sein großer kommerzieller Bruder, längere Zeit nur der Telegrafie. Der moderne Kurzwellenamateur kennt aber jetzt auch auf seinen zugewiesenen Frequenzbändern den Funksprechverkehr. Im Laufe der Jahre haben sich im Funkverkehr bestimmte, häufig wiederkehrende Redewendungen, Sprach- und Fachbegriffe zu internationalen Abkürzungen herauskristallisiert, so daß es den Amateuren bei ihrem weltumspannenden Verkehr im Äther jederzeit möglich ist, sich ohne Kenntnis der Sprache des anderen einwandfrei zu verständigen.

Unsere Regierung in der Deutschen Demokratischen Republik hat daher im Zuge der Entwicklung des demokratischen Staatsgefüges den Funkamateuren in der Deutschen Demokratischen Republik in der Erkenntnis, daß das Funkwesen beim demokratischen Aufbau und der Qualifizierung der Werktätigen eine entscheidende Rolle spielt, durch die Verordnung über den Amateurfunk vom 6. 2. 53 gleichfalls die gebührende gesellschaftliche und sogleich verpflichtende Anerkennung ausgesprochen. Die ersten lizenzierten Amateursendestationen in der Deutschen Demokratischen Republik haben bereits ihre Tätigkeit aufgenommen. Wir hoffen, recht bald auch lizenzierte KW-Stationen des demokratischen Sektors von Groß-Berlin zu empfangen. Die Popularisierung des Kurzwellenamateursports als besonders starker Faktor in der Friedensarbeit muß jedoch bei uns noch viel stärker durchgeführt werden. Nur durch einen intensiven, spontanen und unbürokratischen Aufbau des Amateurfunksportes kann die Qualifizierung der interessierten Werktätigen auf dem Gebiete der Funktechnik und des Funkbetriebes im Interesse unseres Fünfjahrplanes auf breiteste Basis gestellt werden. Der demokratische Kurzwellensport eröffnet unserer wißbegierigen Jugend neben ihrer gesellschaftlichen Arbeit unter Anleitung der „alten Hasen“ ein großartiges Betätigungsfeld.

Die Befugnis zum Errichten und Betreiben von Amateursendern kann jetzt jeder demokratische Staatsbürger nach Erledigung der üblichen personellen Formalitäten erhalten, wenn er Mitglied der Gesellschaft für Sport und Technik ist und eine fachliche Überprüfung in der Funktechnik und im Funkbetrieb unter dem Vorsitz von Fachleuten der Deutschen Post erfolgreich bestanden hat. Die Prüfungsanforderungen sind so gehalten, daß sie jeder in dieser Hinsicht technisch interessierte Werktätige ohne Schwierigkeiten nach kurzer Vorbereitung erfüllen kann. Es gilt nun, alle interessierten Friedensfreunde für diese schöne, weltumfassende Sportart zu begeistern und die alten fortschrittlichen Amateure wieder an die Taste bzw. an das Mikrofon zu rufen. Die Freundschaft der demokratischen Kurzwellenamateure gilt ganz besonders den Amateuren im Weltfriedenslager, die jederzeit bereit sind, den Frieden und das Glück der Menschheit zu erkämpfen. Raum und Zeit sind vergessen, wenn die Morsezeichen oder Stimmen guter Ätherfreunde im Kopfhörer ertönen. Durch den persönlichen Kontakt über den Äther ist schon so manche tiefe internationale Freundschaft entstanden, die selbst das Chaos der imperialistischen Kriege überstanden hat. Die junge demokratische Amateurfunkbewegung in unserer Heimat ist daher, das kann nie genug betont werden, eine absolut harte, mit Liebe zur Sache durchgeführte Friedensarbeit, die wert ist, von jedermann unterstützt zu werden.

Die Redaktion der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK bittet alle entsprechenden Stellen von Staat und Wirtschaft, unserer jungen Amateurfunkbewegung im Interesse des demokratischen Aufbaus und des neuen Kurses jegliche Förderung angedeihen zu lassen und entstehende Schwierigkeiten schnellstens unbürokratisch beseitigen zu helfen.

vy 73 es best dx *Horst Baier*



30 Jahre



In diesem modern ausgestatteten Raum des Funkhauses in der Nalepastraße erfolgt die Kontrolle der ablaufenden Sendung

Zahlreiche Passanten beleben, wie an jedem Abend, so auch am 29. Oktober 1923 die Potsdamer Straße in Berlin. Nur wenige der im Rhythmus der Großstadt hastenden und auf ein Ende der Inflation hoffenden Menschen wissen von den Ereignissen im Voxhaus, ahnen, daß gerade jetzt um 20.00 Uhr in einem der oberen Zimmer des Bürohauses in der Potsdamer Straße 4 zum erstenmal die Stimme des Berliner Senders erklingt: „Achtung! Achtung! Hier ist die Radio-Stunde Berlin auf 400 Meter". Mit der Übertragung des Eröffnungskonzertes in der denkwürdigen Abendstunde wurde der deutsche Unterhaltungsrundfunk Tatsache. Obwohl die Einrichtung des ersten Senderaumes genauso einfach war wie der unter dem Dach des Hauses aufgestellte und vom Telegrafentechnischen Reichsamt gebaute Sender oder wie die Detektorgeräte, mit denen einige Hundert Hörer in den ersten Monaten das Programm miterleben konnten, wurden die Sendungen dennoch in den meisten Berliner Stadtteilen empfangen.

Abgesehen von Zweiflern, die in dem Rundfunk nur eine „wertlose Spielerei" erblickten, war man begeistert über das neue technische Wunder, da noch recht bescheidene Ansprüche hinsichtlich der Qualität der Wiedergabe gestellt wurden.

Bereits 1919 wurden Versuchssendungen mit drahtloser Telefonie durch das dem damaligen Reichspostministerium unmittelbar unterstellte Funkbetriebsamt begonnen, und zwar mit einem von diesem Amt selbstgebauten Laboratoriumsröhrensender. Im Frühjahr 1920 folgten Versuche größeren Umfangs unter Heranziehung von Empfangsstellen, die über ganz Deutschland verteilt waren. Gesendet wurde mit einem Lichtbogensender auf der Hauptfunkstelle Königswusterhausen.

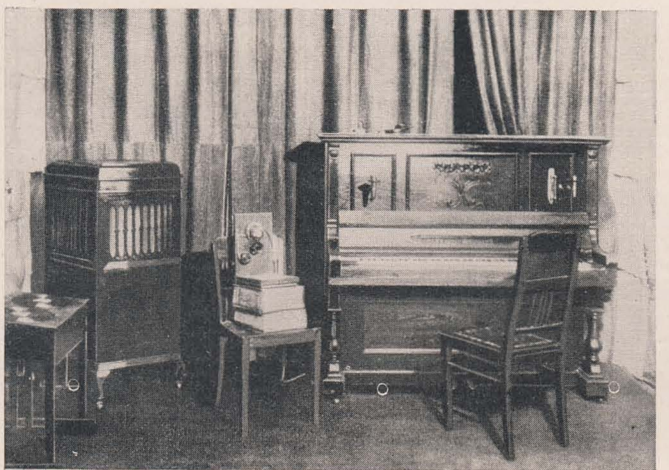
Den ersten, nur auf Sprachübertragungen beruhenden Versuchssendungen folgten auch bald solche musikalischer Art. Außer Schallplattenwiedergaben wurden auch Konzerte übertragen, die von Angehörigen der Postverwaltung selbst ausgeführt wurden. Das auf der Hauptfunkstelle Königswusterhausen am 22. 12. 1920 veranstaltete Weihnachtskonzert wurde sogar im Ausland empfangen, wie aus zahlreichen Zuschriften ersehen werden konnte.

Schon 1920 begannen die Angehörigen des Funkbetriebsamtes, das man Ende jenes Jahres in das neugebildete Telegrafentechnische Reichsamt (TRA) eingliederte, Versuche mit der Übertragung von Opern vorzunehmen. Am 8. 6. 1921 konnte die erste drahtlose Übertragung aus der Berliner Staatsoper, und zwar „Madame Butterfly", durch das TRA durchgeführt werden.

An diesen ersten Versuchen konnte die deutsche Öffentlichkeit nicht teilhaben, da durch das Verbot, Rundfunkempfänger zu betreiben, ein Empfang nur Fachkreisen und einigen zugelassenen Amateuren gestattet war. Am 29. Oktober 1923 war schließlich der „Rundfunk für Alle" Wirklichkeit und der Weg erfolgreich beschritten, Millionen von Menschen gleichzeitig Musik, Hörspiele, Vorträge oder Nachrichten darbieten zu können. Aus den vorerst wenigen Rundfunkhörern werden Tausende ja Zehntausende, und statt des bisherigen mit einigen Dekken verhängten kleinen Senderaumes, in dem das Mikrofon auf Adreßbüchern aufgestellt wurde, entsteht ein richtiger Sendesaal. Weihnachten 1923 bietet man schon die ersten von einem Akku und einer Anodenbatterie gespeisten Röhrengeräte in den vielen gegründeten Röhrengeschäften zum Verkauf an. Noch ist für die Benutzung einer frei bedienbaren Rückkopplung eine sogenannte Audionversuchserlaubnis erforderlich.

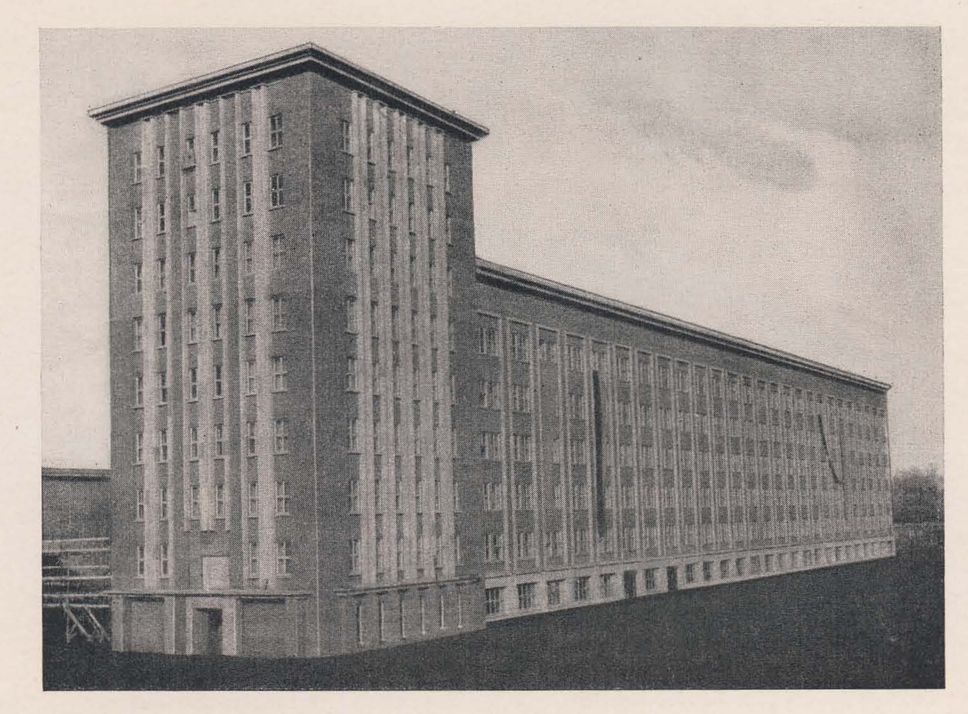


Am 29. Oktober 1923 erklang aus dem noch sehr einfach eingerichteten Senderaum (Bild unten) im Voxhaus in der Potsdamer Straße (Bild links) zum erstenmal die Stimme des Berliner Senders





deutscher Rundfunk



Seitenansicht des neuerrichteten Funkhauses des Staatlichen Rundfunkkomitees in Berlin-Oberschöneweide

Unmittelbar danach werden die ersten Trichterlautsprecher bekannt. Es folgen die ersten Netzanschlußgeräte, und zur ersten Funkausstellung errichtet man nicht nur die später durch einen Brand vernichtete riesige Holzhalle, sondern auch einen neuen großen Rundfunksender und den höchsten Turm Berlins als Antennenträger. Die 136 m hohe Stahlkonstruktion in Berlin-Witzleben erhält eine Aussichtsplattform, einen Fahrstuhl, ein Restaurant und wurde als Funkturm zum Wahrzeichen, zum Propagandaturm für den Rundfunk.

Wir schreiben das Jahr 1929, als in Zeesen der erste Kurzwellenrundfunksender errichtet wird. In der Masurenallee entsteht ein gewaltiger Gebäudekomplex: „Das Haus des Rundfunks“. Das neue, von Professor Poelzig entworfene Funkhaus mit den verschiedensten Senderäumen, die teils der „Funk-Stunde“, teils der „Deutschen Welle“ zur Verfügung stehen sollen, wird in akustischer Hinsicht nach Berechnungen von Dr. von Braunmühl ausgeführt. Bei der akustischen Gesamtgestaltung wurden die Arbeiten durch Geheimrat Zenneck, Professor Biehle und Dr. E. Meyer unterstützt.

1931 ist der gewaltige Bau beendet, und mit dem Umzug von der Potsdamer Straße zur Masurenallee beginnt für den deutschen Rundfunk ein neuer Aufstieg, ein Aufstieg mit großen Erfolgen. Die Darbietungen aus dem „Haus des Rundfunks“ zeigten, daß die Aufnahmeräume und ihre Akustik die Qualität des Rundfunks erheblich verbesserten. Beachtliche Fortschritte wurden auch durch bessere Sendeanlagen und durch neue Mikrofone und Aufnahmeeinrichtungen erzielt. In Kürze wurde der Rundfunk eine Selbstverständlichkeit, und viele der Millionen Hörer benutzten Rundfunkempfänger mit Schwundausgleich, deren Skalen feste Stationsnamen erhielten.

Bald sollte sich dann auch der Wettbewerb zwischen dem Geradeausempfänger und dem Superhet entscheiden, da verschiedene Mängel beseitigt und die Frage mit der Entwicklung der Sechspolröhre zugunsten des Supers entschieden wurde. Das erstrebte Ziel schien erreicht, als 1933 der neuerrichtete 100-kW-Großrundfunksender Berlin des damaligen Reichsrundfunks den Propagandarummel des „Tausendjährigen Reiches“ eröffnen mußte. Zum Verderben aller, auch derjenigen, die mit Fleiß und unermüdlicher Kraft das große technische Wunder „Rundfunk“ geschaffen hatten, wurde aus Lüge und Betrug öffentliche Meinung gemacht. Oberingenieur Walter Schäffer schied freiwillig aus dem Leben, als er erkannte, welchen Zwecken der Rundfunk, an dessen Verwirklichung er und alle Mitarbeiter seit Ende des ersten Weltkrieges geschaffen hatten, nunmehr dienen sollte.

Nach zwölf Jahren entsteht aus den Trümmern des Zusammenbruchs wieder der Berliner Rundfunk. Nun wird unverkennbar der ursprüngliche Unterhaltungsrundfunk mehr und mehr zum Volksrundfunk entwickelt. Am 13. 5. 1945 hörte man zum erstenmal wieder „Hier spricht Berlin“. Es folgten Leipzig, Dresden, Schwerin, Potsdam und weitere Sender. Ab 1949 sendet in Königswusterhausen der neue Deutschlandsender mit einer Antennenleistung von 100 kW ein eigenes Programm.

Mit der Bildung des Staatlichen Rundfunkkomitees der Deutschen Demokratischen Republik am 15. 9. 1952 wird eine Zentralisation der Aufgaben des Rundfunks Wirklichkeit, um die Wünsche der Werktätigen bei der Gestaltung des Programms besser berücksichtigen zu können.

Noch am gleichen Tage ziehen die Mitarbeiter des Staatlichen Rundfunkkomi-

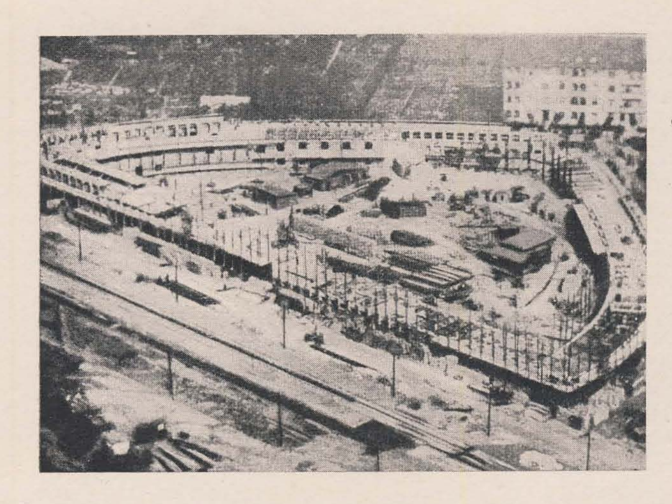
Der Berliner Funkturm →

Eine Kammermusiksendung aus den Anfängen des Berliner Rundfunks (um 1927) ↓

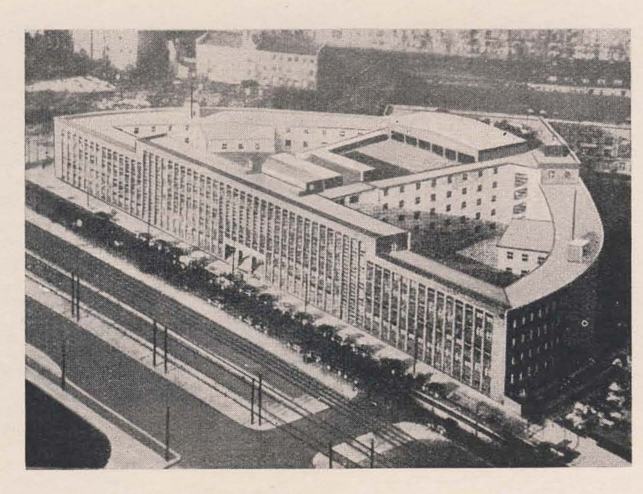








In der Masurenallee entstand ein gewaltiger Gebäudekomplex (Bild links), dessen Bau 1931 beendet war (Bild rechts)



tees in das neuerrichtete und modern ausgestattete Funkhaus an der Nalepastraße in Berlin-Oberschöneweide ein.

Vom neuen Funkhaus werden nunmehr zentral drei Programme gesendet. Die Betriebserfahrungen der Mitarbeiter und methodische Untersuchungen führten zu Neukonstruktionen der Betriebseinrichtungen sowie von Einzelgeräten, wobei völlig neue Wege beschritten wurden. Die Qualität der Sendungen wurde erheblich gesteigert, und es mußten auch Meßgeräte geschaffen werden, die vereinfachte Meßverfahren zulassen. Demnächst werden auch neue und moderne Übertragungswagen in den Dienst gestellt, die sich während der IV. Weltfestspiele der Jugend und Studenten in Bukarest bestens bewährt haben. An der Erweiterung des neuen Funkhauses wird ständig gearbeitet, so daß auch bald zahlreiche verschieden große Studios sowohl für Aufnahmen großer Sinfonieorchester als auch für Aufnahmen von Kammermusik zur Verfügung stehen werden.

Durch die Aufstellung neuer UKW-Sender, wie zum Beispiel am 1. Mai 1953 in Leipzig, am 13. Juni auf dem Inselsberg und am 23. Juli in Schwerin, wird eine wesentlich bessere Rundfunkversorgung erreicht, um unserer Bevölkerung in jedem Wohngebiet grundsätzlich den Empfang von drei Programmen zu ermöglichen.

cand. phys. *HANS JOACHIM FISCHER*

Ein direkt gekoppelter HF-Verstärker

Ein gewöhnlicher RC-Verstärker enthält zwischen den beiden aufeinanderfolgenden Stufen Kopplungsglieder, die den Zweck haben, die Anodengleichspannung vom Gitter der folgenden Stufe fernzuhalten, aber die Wechselspannung aus dem Anodenkreis der vorhergehenden Stufe auf das Gitter der folgenden zu koppeln. Durch diese Kopplungsglieder entstehen aber zusätzliche Phasenverzerrungen, die an der unteren und oberen Frequenzgrenze störend wirken. Wenn in einer Spannung, die verstärkt werden soll, noch Gleichstromkomponenten vorhanden sind, so kann sie ein derartiger Verstärker nicht verstärken. Man hat hier die Möglichkeit, eine direkte Kopplung anzuwenden, indem man die Potentialverhältnisse so wählt, daß die negative Gittervorspannung der folgenden Röhre trotz der direkten Kopplung gewährleistet ist. Allerdings setzt das Verfahren eine hohe Anodengleichspannung voraus; denn gleichstrommäßig betrachtet liegen Vor- und Endröhre in Reihe.

Es soll nun ein direkt gekoppelter HF-Verstärker beschrieben werden, der gegenüber einem normal geschalteten Vorteile besitzt. Der Verstärker (Bild 1) besteht aus einer Vorstufe, die mit einer HF-Pentode, der Type EF 12, bestückt ist. Der Gitterkreis dieser Röhre ist unabgestimmt, der frequenzbestimmende Schwingkreis liegt direkt im Anodenkreis der EF 12. Von hier aus ist die Endstufe, eine EL 11, direkt angekoppelt, und ihr Ausgang liegt in der Katodenleitung. Die verstärkte HF-Spannung kann am Widerstand R_k (150 bis 1500 Ω) abgenommen werden. Die Endstufe wirkt also gleichzeitig als Impedanzwandler und ermöglicht den Anschluß eines niederohmigen Kabels mit gleichem Wellenwiderstand. Betrachtet man die Gleichspannungsversorgung, so erkennt man, daß der Punkt A das Potential Null hat, der Punkt B ein mittleres Potential und C die volle Betriebsspannung. Die beiden Stufen sind gleichstrommäßig in Reihe geschaltet. Bei einem Resonanzwiderstand von 300 kΩ ist die gesamte Spannungsverstärkung etwa 500- bis 600fach. Die Endstufe bewirkt noch eine zusätzliche Leistungsverstärkung (auf 2 bis 3 W). Man kann nun das Anwendungsgebiet dieses Verstärkers noch erweitern, wenn man durch Einbau einiger zusätzlicher Widerstände und Kondensatoren auch für NF-Verstärkungsbedingungen sorgt. Nach Bild 2 ist es nur erforderlich, in den Gitterkreis der EF 12 einen für HF überbrückten Gitterableitwiderstand einzubauen, in den Anodenkreis einen ebenso geschalteten Außenwiderstand und ein NF-Siebglied, dann ist der Verstärker sowohl für HF als auch für NF verwendbar.

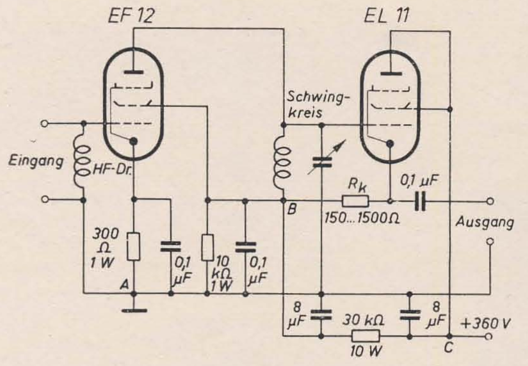
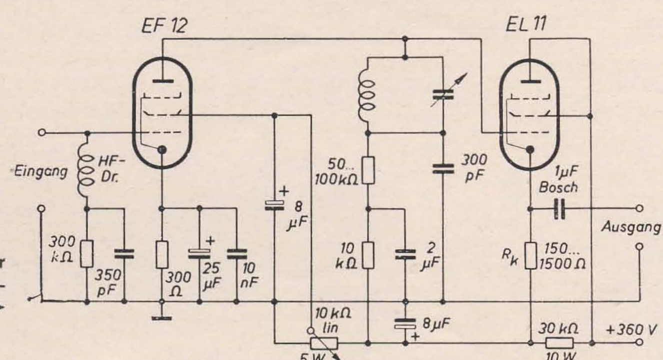


Bild 1: Direkt gekoppelter HF-Verstärker ←

Bild 2: Ein direkt gekoppelter HF-NF-Kombinationsverstärker →



Ing. HEINZ WINKLER, RFT-Funkwerk Dresden

Impulsoszillograf IOG 1

Jedes Gebiet der Technik erfordert für spezielle Untersuchungen spezielle Untersuchungsmethoden und Spezialmeßgeräte. Dies gilt auch für die sich immer mehr ausbreitende Impulstechnik. Im Rahmen dieser Arbeit soll aus der Reihe der im RFT-Funkwerk Dresden entwickelten Impulsgeräte eines der neuesten, der vom Verfasser entwickelte Impulsoszillograf IOG 1 beschrieben werden, der auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1951 zum ersten Male der Öffentlichkeit vorgestellt wurde. Die rege Nachfrage nach diesem Gerät sowie die Ergebnisse der in der Zwischenzeit durchgeführten Erprobungen beweisen, daß mit dem Gerät den Forschungsinstituten und Laboratorien der DDR und der mit ihr im Handelsaustausch stehenden Länder ein äußerst vielseitiges Meß- und Prüfgerät zur Verfügung gestellt wurde, dessen Anwendungsgebiet sich vom eigentlichen Gebiet der Impulstechnik mit Impulsen von Bruchteilen einer µs bis zu einigen ms über das gesamte Gebiet der Kippschaltungen bis in das Gebiet sinusförmiger Hoch-, Mittel- und Niederfrequenzspannungen erstreckt.

Die besonderen Belange der Abbildung von Impulsen

Die wichtigsten, einen Impuls kennzeichnenden Größen sind seine Amplitude U, seine Form und Breite t_i und seine Folgefrequenz f_i. Wie Bild 2 für einen idealen Rechteckimpuls veranschaulicht, sind es

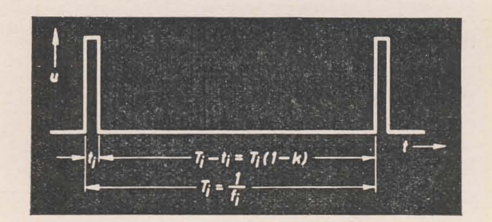


Bild 2: Darstellung der Kenngrößen eines Impulses

insbesondere die Breite t_i und die Folgefrequenz f_i, zusammengefaßt ausgedrückt durch das Tastverhältnis

$$k = \frac{t_i}{T_i} \qquad (1)$$

oder mit

$$T_i = \frac{1}{f_i} \qquad (2)$$

$$k = t_i \cdot f_i, \qquad (3)$$

die gegenüber der normalen Oszillografie abweichende Forderungen an die Art der Abbildung stellen. Beim normalen Katodenstrahloszillografen bewirkt ein periodischer Kippvorgang die horizontale Auslenkung des Elektronenstrahles, der bei kurzem Rücklauf eine oder mehrere Perioden eines periodischen Vorganges abzubilden gestattet. Soll mit einem derartigen Gerät ein Impuls bei einem Tastverhältnis von beispielsweise $k = 1/100$ abgebildet werden, so muß die Dauer des Kippvorlaufes auf z. B. 2/100 der Zeit T_i einer Periode geregelt werden, wenn der Impuls über die halbe Zeitlinie auseinandergezogen erscheinen soll. Dies bedingt aber zwangsläufig, daß das Kippgerät in der Pause

$$T_i - t_i = T_i \cdot (1 - k)$$

bis zum Eintreffen des zweiten abzubildenden Impulses 49mal durchkippen muß. Es wird also 49mal die Zeitlinie ohne Impuls geschrieben, was eine viel zu große Helligkeit der Bild-Nullinie gegenüber dem zu beobachtenden Vorgang zur Folge hat. Außerdem erfolgen — wenn nicht durch Zusatzmaßnahmen eine Synchronisierung herbeigeführt wird — diese 49 ohne Impuls verlaufenden Kippvorgänge ohne jegliche Synchronisation, was bei der normalen Frequenzkonstanz der Kippgeräte in allen Fällen dazu führt, daß der zweite abzubildende Impuls nicht an der gleichen Stelle auf der Zeitlinie erscheint wie der erste. Es ergeben sich dann erhebliche Synchronisierungsschwierigkeiten, wobei infolge nicht völlig deckungsgleicher Bilder der einzelnen Impulse die Helligkeitsverhältnisse noch weiter verschlechtert werden.

Ein für die Belange der Impulstechnik einsatzfähiger Oszillograf muß demnach gestatten, einen kurzen Ausschnitt einer Periode der Impulsfolgefrequenz stark auseinandergezogen abzubilden, wobei der Elektronenstrahl in der Zwischenzeit entweder durchkippen kann oder am Anfang oder Ende der Zeitlinie in Bereitschaft liegen bleibt, in jedem Falle aber nur während der Abbildung des Vorganges hellgesteuert wird und in der gesamten übrigen Zeit verdunkelt bleibt. Die Synchronisierung muß so eingerichtet werden, daß alle Impulse an der gleichen Stelle über der Zeitlinie geschrieben werden, um ein Verwaschen der Konturen, insbesondere der Flanken, zu verhindern.

Eine universelle Anwendbarkeit eines derartigen Gerätes fordert weiterhin, daß die Dauer der Zeitlinie von etwa der Dauer eines Impulses bis in die Größenordnung einer oder mehrerer Perioden der Folgefrequenz verändert werden kann. Dies ist erforderlich, um erstens den Impuls selbst einer genauen Betrachtung unterziehen zu können, zweitens die Pause zwischen zwei Impulsen auf Unregelmäßigkeiten (Störimpulse u. ä.) prüfen und drittens eine Modulation eines der den Impuls charakterisierenden Parameters (Amplitude, Breite oder Abstand) verfolgen zu können.

Weiterhin ist zur Auswertung der Impulsbreite t_i und zur Bestimmung des Tastverhältnisses k die Möglichkeit einer Zeiteichung der Zeitlinie eine unumgängliche Voraussetzung, während eine zusätzliche direkte Anzeige der Impulsfolgefrequenz f_i bei der Untersuchung derartiger Vorgänge eine wesentliche Erleichterung darstellt.

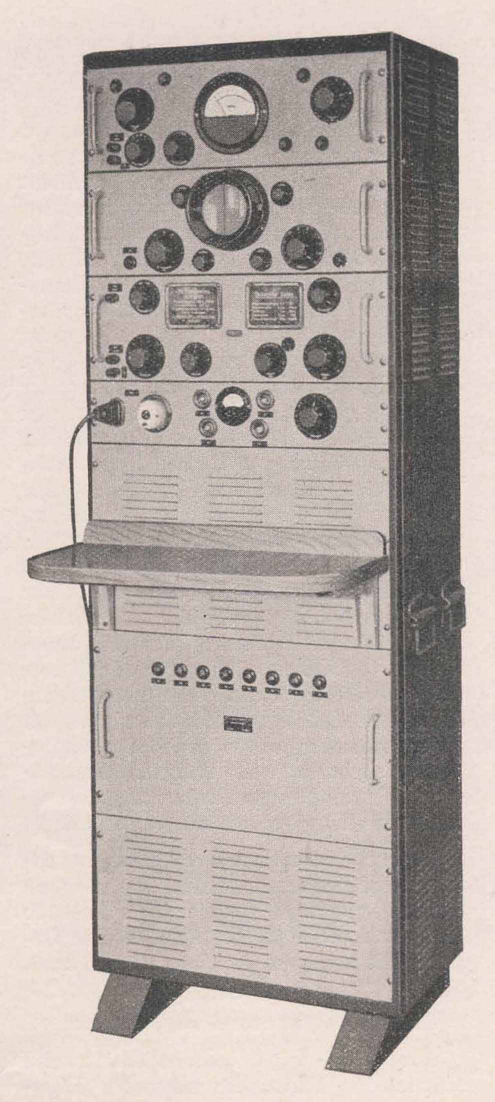


Bild 1: Impulsoszillograf IOG 1

Bisher angewandte Verfahren

1. Phasenschieberschaltungen

Schaltungen, die, wie Bild 3 zeigt, mit Phasenschiebern arbeiten, stellen eine Möglichkeit zur Lösung der gestellten Aufgabe dar. Die von einem Steuergenerator erzeugte sinusförmige Wechselspannung wird einmal dem Impulsgenerator direkt, zum anderen über einen Phasenschieber dem Kippgerät für die horizontale Auslenkung des Elektronenstrahles

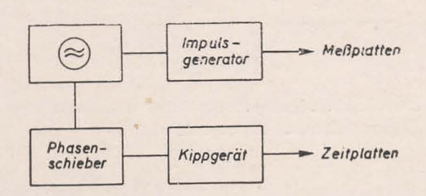


Bild 3: Prinzipschaltung eines Impulsoszillografen mit Phasenschieber

oder umgekehrt zugeführt. Wird das Kippgerät so ausgelegt, daß es nur einen kleinen Ausschnitt aus jeder Periode abzubilden gestattet und während der übrigen Zeit bei verdunkeltem Strahl in Bereitschaftsstellung auf eine erneute Auslösung durch die sinusförmige Steuerspannung wartet, so kann bei entsprechendem Regelbereich des Phasenschie-

bers jeder beliebige Ausschnitt aus einer Periode, mithin auch der Impuls, auseinandergezogen abgebildet werden.

Allerdings stellen solche Schaltungen erhebliche Forderungen an die Frequenzkonstanz, die Kurvenform und die Brummfreiheit der vom Steuergenerator gelieferten Sinusspannung. Soll zum Beispiel ein Impuls von einer Breite $t_i = 20$ μs und einer durch den Steuergenerator festgelegten Impulsfolgefrequenz $f_i = 500$ Hz oszillografiert werden, so bedeutet eine Phasenwinkeldrehung von 1° bereits eine zeitliche Verschiebung der Bildzeile gegenüber dem Impuls von 5,56 μs. Wird hierbei gefordert, daß die zeitliche Differenz zwischen dem Durchbruch des Bildzeilen-Kippgerätes und dem vom Impulsgenerator erzeugten Impuls kleiner als 0,1 μs bleibt, so muß die Phasenkonstanz auf 0,018°, das heißt 1/20000 oder 0,05‰ der Dauer T_i einer Periode gewährleistet sein. In gleichem Maße müssen Brummspannungskomponenten und Oberwellen unterdrückt werden, da diese insbesondere bei Anwendung von RC-Phasenschiebern von der Steuerspannung abweichende Phasendrehungen erhalten und dadurch die zeitstarre Verkopplung zwischen Impulsgenerator und Kippgerät in Frage stellen.

Ebenso sind je nach Art der angewandten Schaltungen in vielen Fällen auch Schwankungen der Amplitude kritisch, so daß auch diese mit entsprechender Genauigkeit konstant gehalten werden muß.

2. Anwendung von zwei Kippgeräten

Wie Bild 4 zeigt, besteht eine zweite Möglichkeit darin, ein normales Kippgerät mit periodischer Folge der Kippvorgänge und kurzem Rücklauf mit der Impulsfolge derart zu synchronisieren, daß sich der Kippvorlauf über mehrere Impulse erstreckt, das heißt, daß die Impulsfolgefrequenz f_i ein Vielfaches der Kippfrequenz wird. Durchläuft die Kippspannung dieses Kippgerätes einen bestimmten, frei wählbaren Spannungswert, so löst

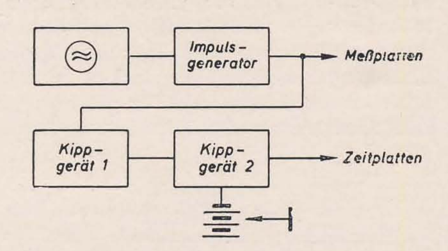


Bild 4: Prinzipschaltung eines Impulsoszillografen mit zwei Kippgeräten

sie ein zweites Kippgerät aus, das, entsprechend der ersten Methode, nur einen kleinen Ausschnitt einer Periode des ersten Kippgerätes abbildet, danach wieder in Bereitschaftsstellung zurückkehrt und dort auf eine erneute Auslösung wartet. Durch Verschieben der Auslösespannung kann der gedehnte Ausschnitt beliebig verschoben werden, und bei geeigneter Einstellung des Auslösezeitpunktes wird dann einer der dem synchronisierenden Impuls folgenden Impulse zeitgedehnt abgebildet.

Bei diesem Verfahren muß zunächst der zeitliche Abstand T_i der einzelnen Impulse voneinander konstant sein, das heißt, bei einer Impulsfolgefrequenz von zum Beispiel $f_i = 500$ Hz und der zugelassenen Differenz von Impuls zu Bildzeile von 0,1 μs dürfen die Schwankungen des gegenseitigen Abstandes der Impulse nicht größer als 1/20000 oder 0,05‰ werden. Beträgt weiterhin die Amplitude des ersten Kippgerätes beispielsweise 500 V und ist die Kippfrequenz des ersten Kippgerätes gleich einem Drittel der Impulsfolgefrequenz f_i, so muß zur Einhaltung der geforderten Zeitdifferenz zwischen Bildzeile und Impuls die Auslösung des zweiten Kippgerätes auf 8,33 mV genau erfolgen, was nicht unerhebliche Forderungen an die Brummfreiheit und den zeitlich gleichmäßigen Verlauf der ersten Kippspannung stellt.

Ein weiterer Nachteil aller nach diesem Prinzip arbeitenden Schaltungen ist die Tatsache, daß, wie bereits erwähnt, je nach Einstellung des ersten Kippgerätes im Grenzfalle jeder zweite, im allgemeinen aber ein noch geringerer Anteil der am Gerät eintreffenden Impulse abgebildet werden kann. Dies bedeutet aber bei großem Tastverhältnis k oder kleiner Impulsfolgefrequenz f_i eine nicht unwesentliche Einbuße an Bildhelligkeit, die dann nur durch höhere Betriebsspannung an der Braunschen Röhre oder durch Nachbeschleunigung auf Kosten der Bildgröße ausgeglichen werden kann.

Forderungen an ein neues Verfahren

Die Nachteile der beiden geschilderten Verfahren sind zusammengefaßt folgende:

Die Sicherheit der Auslösung muß durch einen unverhältnismäßig großen Aufwand an Glättungs- und Stabilisierungsmitteln erkauft werden.

Kleine Schwankungen des zeitlichen Abstandes der Impulse, die bereits durch geringe Frequenzmodulation des Steuergenerators hervorgerufen werden können, führen zu verwaschenen Bildern, weshalb diese Verfahren für Untersuchungen an abstandsmodulierten Impulsfolgen von vornherein ausscheiden.

Infolge der Forderung nach höchster Konstanz der Impulsfolgefrequenz versagen beide Verfahren bei Untersuchungen nichtsynchronisierter Kippschaltungen oder durch solche gesteuerter Impulsfolgen, da bei diesen infolge Fehlens einer Frequenzstabilisierung schon geringste Schwankungen der Betriebsspannungen ein Weglaufen der Kippfrequenzen bedingen.

Bild 5: Prinzipschaltung des IOG 1

Zur Umgehung der aufgezeigten Nachteile und Schwierigkeiten muß angestrebt werden, daß jeder Impuls bei seinem Eintreffen am Oszillografen die horizontale Auslenkung des Elektronenstrahles — also seine Zeitlinie — selbst auslöst. Da die Auslöseverzögerung mit verhältnismäßig einfachen Mitteln konstant zu halten ist, kann die in den Beispielen geforderte Differenz zwischen Zeitlinie und Impuls von weniger als 0,1 μs mit Leichtigkeit weit unterboten werden, was für die Güte der Abbildung von ausschlaggebender Bedeutung ist.

Um bei diesem Verfahren auch die Vorderflanke des Impulses voll in den Sichtbereich zu rücken, muß der Impuls vor seiner Abbildung um eine größere Zeit verzögert werden, als das Bildzeilen-Kippgerät zu seinem Anlauf benötigt. Der gesamte Impuls wird damit vom Bildzeilenanfang in die Richtung der Bildmitte verschoben, wodurch auch der Impulsbeginn aus dem Gebiet des meist nicht vollständig zeitproportionalen Bildzeilenanfanges herausgerückt wird.

Durch diese Maßnahmen erst wird das Abbildungsverfahren unabhängig von der Impulsfolgefrequenz f_i, vom zeitlichen Abstand der Impulse T_i (Abstandsmodulation) und von allen zusätzlichen oben genannten Faktoren. Nur das Eintreffen des Impulses am Geräteeingang löst die Zeitlinie aus, über der dann gleichzeitig der zugehörige Impuls abgebildet wird.

Prinzip des IOG 1

Der Impulsoszillograf IOG 1 verwirklicht die oben gestellten Forderungen, wie das Prinzipschaltbild Bild 5 veranschaulicht.

Der zu untersuchende Impuls gelangt über den Signalvorverstärker einmal an das Verzögerungsglied, in dem er um etwa 0,5 μs verzögert wird, danach an den Signalsymmetrierverstärker und die Meßplatten der Braunschen Röhre. Zum anderen wird der Impuls dem Eingang des Kippgerätes zugeführt, wo er den Kippvorgang für die horizontale zeitproportionale Auslenkung des Elektronenstrahles auslöst. Diese Kippspannung wird im Kippsymmetrierverstärker ebenfalls symmetriert und danach den Zeitablenkplatten der Braunschen Röhre zugeführt. Vom Kippgerät werden weiterhin die Hellsteuerstufe und der Zeitmarkengeber ausgelöst, durch die die Braunsche Röhre nur während der Dauer des Kippvorlaufes, also der Dauer der Zeitlinie, hellgesteuert wird und eine Zeitmarkierung in Form von Dunkelstellen entlang der Zeitlinie erhält.

Sowohl die Dauer der Zeitlinie als auch die einzublendenden Zeitmarken sind in weiten Bereichen umschaltbar, um einesteils kurze und lange Impulse abbilden und zeitlich auswerten und andererseits einen Überblick über zwischen den einzelnen Impulsen vorhandene Vorgänge erhalten

zu können. Gleichzeitig wird vom Kippgerät der Frequenzzeiger ausgelöst, der in direkter Anzeige an einem Meßinstrument die das Kippgerät auslösende Impulsfolgefrequenz abzulesen gestattet. Ein eingebauter Prüfimpulsgeber erfüllt neben anderen die Aufgaben, den Impulsoszillografen auf Betriebsbereitschaft zu überprüfen und den Frequenzzeiger zu eichen.

Beschreibung und Arbeitsweise

1. Signalvorverstärker

Der am Geräteeingang eintreffende Impuls gelangt über ein RC-Koppelglied mit einer Zeitkonstanten von $\tau \geqq 0{,}3$ s zur Abriegelung von Gleichspannungskomponenten an das Steuergitter des Signalvorverstärkers, der gleichzeitig drei Aufgaben erfüllt (Bild 6). Erstens verstärkt er den eintreffenden Impuls mit einem

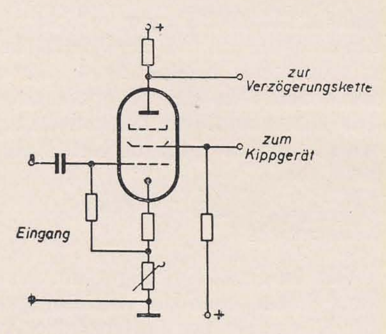


Bild 6: Signalvorverstärker

von außen regelbaren Verstärkungsfaktor, zweitens paßt er den hochohmigen Geräteeingang an die niederohmige Verzögerungskette an und drittens liefert er bei Eigensynchronisierung den Auslöseimpuls für das Kippgerät.

Zu diesem Zweck wird ein A-Verstärker mit umschaltbarer Stromgegenkopplung benutzt, bei dem die Vergrößerung des Katodenwiderstandes eine Verringerung der Verstärkung bei gleichzeitiger Vergrößerung des Aussteuerbereiches am Gitter und eine bessere Linearisierung der Kennlinie zur Folge hat. Dadurch ist es möglich, daß am Geräteeingang eine Impulsspannung von 4 V zum größtmöglichen Bild führt. Außerdem können Impulsspannungen bis zu 40 V verarbeitet werden.

Eine weitere Wirkung des bei kleiner Verstärkung an einer Anzapfung des Katodenwiderstandes unverblockt angeschlossenen Gitterableitwiderstandes ist das Anwachsen des Eingangswiderstandes der Verstärkerstufe. Es gilt hier wie beim Katodenverstärker

$$R_e = R_g \cdot (1 + S \cdot R_k) \qquad (4)$$

mit R_e = Eingangswiderstand des Verstärkers,
R_g = Gitterableitwiderstand,
R_k = Katodenwiderstand (zwischen Gitterableiterfußpunkt und Erde),
S = Steilheit des Katodenstromes der Röhre.

Hierdurch wächst der normalerweise wirksame Eingangswiderstand beim Signalvorverstärker von $R_e = 0{,}3\ \text{M}\Omega$ auf etwa $R_e = 2\ \text{M}\Omega$ an, was neben der nicht unwesentlichen Erhöhung des Eingangswiderstandes auch eine Vergrößerung der Zeitkonstanten des Eingangs-RC-Gliedes auf etwa 2 s bedeutet und so die formgetreue Übertragung der längsten vom Impulsoszillografen zu verarbeitenden Impulse von einer Breite bis zur Größenordnung von $t_i = 10$ ms verbessert.

Im Anodenkreis arbeitet der Signalvorverstärker auf die Verzögerungskette, die mit ihrem Wellenwiderstand von $Z = 600\ \Omega$ in nur wenigen Fällen ohne Schwierigkeiten direkt mit dem Meßobjekt verbunden werden könnte. Der Geräteeingang mit seinem Eingangswiderstand $R_e \geqq 0{,}3\ \text{M}\Omega$ läßt dies hingegen mit nur ganz wenigen Einschränkungen zu.

Der Auslöseimpuls für das Kippgerät zur horizontalen Auslenkung des Elektronenstrahles wird dem Schirmgitterkreis des Signalvorverstärkers entnommen, was sich bezüglich der Brumm- und sonstigen Störspannungsanteile aus dem Gerät als zweckmäßig erwies. Die hierdurch hervorgerufene geringe Gegenkopplung konnte in Kauf genommen werden.

2. Verzögerungskette

Als Verzögerungsglied wurde im Hinblick auf die Realisierbarkeit der geforderten Werte eine Tiefpaßkette aus π-Gliedern gewählt. Ohne die für sie geltenden Vierpolgesetze im einzelnen abzuleiten, folgt mit den im Bild 7 gewählten Bezeichnungen für den Wellenwiderstand

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\omega^2 LC}{4}}}. \qquad (5)$$

Mit der Grenzfrequenz

$$\omega_0 = \frac{2}{\sqrt{LC}} \qquad (6)$$

und der normierten Verstimmung

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} \qquad (7)$$

wird

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2}} = Z \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2}}, \qquad (5a)$$

wobei

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (5b)$$

die Charakteristik des Vierpoles ist.

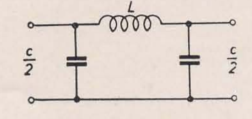


Bild 7: Tiefpaßkette aus π-Gliedern

Für die Übertragung und Verzögerung von Signalen kommt nur der Durchlaßbereich in Betracht, da ja das Signal möglichst ungeschwächt am Ausgang erscheinen soll. Die Dämpfung muß daher zumindest frequenzunabhängig, wenn nicht gar Null sein, eine Forderung, die im praktischen Falle nur in einem Teile des Durchlaßbereiches der Kette verwirklicht werden kann.

Die zugrundegelegten Vierpolgesetze beziehen sich nur auf Einzelfrequenzen. Für die Übertragung von Impulsen ist es nun von ausschlaggebender Bedeutung, die Übertragungseigenschaften der Ketten für derart breitbandige Signale zu untersuchen, um danach ihre Dimensionierung durchführen zu können.

Der im Bild 8 abgebildete ideale Rechteckimpuls mit unendlich steilen Flanken besteht nach Fourier aus einer Summe von Anteilen aller Frequenzen von 0 bis ∞, deren Amplituden im Bild 9 dargestellt sind.

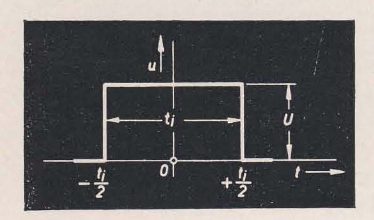


Bild 8: Idealer Rechteckimpuls mit unendlich steilen Flanken

Wenn im praktischen Falle die höheren Frequenzanteile auch durch Abrundung der Flanken schwächer auftreten als Bild 9 angibt und bei Untersuchung periodischer Impulsfolgen das kontinuierliche Spektrum in ein Linienspektrum übergeht, so müssen doch möglichst alle noch vorhandenen Frequenzanteile gleichmäßig übertragen und um eine gleichgroße Zeit verzögert werden, falls die Form des Impulses gewahrt bleiben soll.

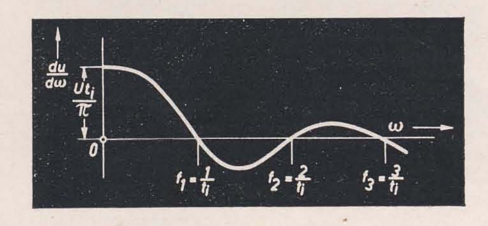


Bild 9: Amplituden der Frequenzanteile von 0 bis ∞ für den idealen Rechteckimpuls

Es muß also einmal die Grenzfrequenz der Kette genügend hoch gewählt werden, um nicht durch Dämpfungsanstieg einzelne Frequenzen in der Nähe der Grenzfrequenz zu schwächen, während sich andererseits die Gruppenlaufzeit im Bereich der vorhandenen Frequenzanteile nicht ändern darf. Für die betrachtete Tiefpaß-π-Kette ergibt die Rechnung für die Verzögerungszeit eines Gliedes

$$T = \frac{2}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2}}. \qquad (8)$$

Wie die mathematische Behandlung solcher Glieder zeigt, ist die Verzögerung T also frequenzabhängig und nur im Bereich bis $\eta = 0{,}5$ als näherungsweise konstant anzusprechen, falls ein Laufzeitfehler mit $\pm$ 8% in Kauf genommen werden kann.

Für einen Übertragungsbereich bis zu einer Frequenz f_g muß also die Grenzfrequenz f_0 der Kette mindestens den doppelten Wert besitzen. Bezüglich der Gefahr der Dämpfung einzelner hoher Frequenzanteile wirkt sich dies sehr günstig aus, da bei der halben Grenzfrequenz noch kein wesentlicher Dämpfungsanstieg erfolgt. Allerdings ist diese Forderung bezüglich der zu erreichenden Laufzeit äußerst ungünstig, da eine große Verzögerungszeit eine niedrige Grenzfrequenz erfordert. Es muß also in diesem Falle der für den jeweiligen Verwendungszweck günstigste Kompromiß geschlossen

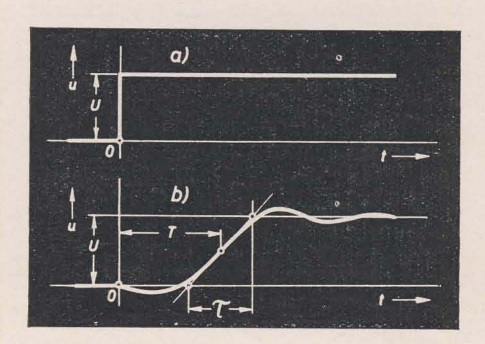


Bild 10: a) Spannungssprung mit unendlich steiler Flanke
b) Spannungssprung mit einer Flanke endlicher Zeit

werden, der bei vorgegebener Verzögerung und festgelegtem Übertragungsbereich mit der kleinsten Anzahl n von Einzeltiefpaßgliedern auszukommen gestattet.

Im Falle des Impulsoszillografen IOG 1 wurde die Grenzfrequenz auf $f_0 = 20$ MHz gelegt, so daß ein Übertragungsbereich bis zu $f_g = 10$ MHz mit dem genannten Laufzeitfehler sichergestellt wird und die Verzögerung pro Glied etwa $T = 0{,}016\,\mu s$ beträgt. Für eine Gesamtverzögerung von rund 0,5 μs sind somit 30 Kettenglieder notwendig.

Für die Grenzen der Anwendbarkeit des Gerätes ist es nun von entscheidender Bedeutung, in welcher Art der abzubildende Impuls durch die Verzögerungskette verformt wird. Für diese Betrachtung wird ein Spannungssprung mit unendlich steiler Flanke zum Zeitpunkt $t = 0$ an den Eingang der Kette gelegt (Bild 10a). Mit der Einschränkung, daß im Durchlaßbereich mit $\omega \leqq \omega_0$ die Dämpfung $b = 0$ und im Sperrbereich mit $\omega > \omega_0$ $b = \infty$ ist und der näherungsweisen Annahme, daß im Durchlaßbereich das Phasenmaß mit $a = n \cdot \omega \cdot T$ gegeben sei, also der Frequenz proportional sein soll, folgt die Spannung am Ausgang der Kette einer Funktion, die im Bild 10b dargestellt ist. Die zeitliche Verschiebung der Wirkung am Ausgang der Kette gegenüber der Ursache am Eingang derselben mit

$$n \cdot T = \frac{2 \cdot n}{\omega_0} \qquad (9)$$

tritt bei der halben Amplitude $u = \frac{U}{2}$ auf. Ebenso geht der unendlich steile Spannungssprung am Eingang der Kette (Bild 10a) durch das Wegschneiden aller Frequenzanteile oberhalb von ω_0 in eine Flanke endlicher Zeit (Bild 10b) über. Die Dauer der Flanke wird durch den zeitlichen Abstand der Schnittpunkte der Wendetangente mit der Nullinie und einer Horizontalen bei $u = U$ definiert, sie beträgt

$$\tau = \frac{1}{2 \cdot f_0}. \qquad (10)$$

Es ergibt sich somit für den vorliegenden Fall eine theoretische Flankendauer oder „Einschwingdauer" der Kette von

$$\tau = \frac{1}{40 \cdot 10^6} = \frac{1}{40} \cdot 10^{-6}\,s = 0{,}025\,\mu s.$$

Da nun die näherungsweise Annahme $a = n \cdot \omega \cdot T$ nicht erfüllt ist, sondern die höchsten zulässigen Frequenzanteile bei $\eta = 0{,}5$ um 16%, das sind 0,08 μs bei einer Gesamtverzögerung von $n \cdot T = 0{,}5\,\mu s$, später am Kettenausgang eintreffen als die niedrigen Frequenzanteile, ergibt sich die praktische Einschwingdauer τ' näherungsweise aus der Summe der theoretischen Einschwingdauer und der zusätzlichen Verzögerung der hohen Frequenzanteile zu

$$\tau' \approx \tau + \Delta T_{\eta = 0{,}5} \approx 0{,}1\,\mu s.$$

Der unendlich steile Spannungssprung wird also durch Einwirkung der Kette in einen Sprung mit einer Flanke von $\tau' \approx 0{,}1\,\mu s$ Anstiegszeit abgeflacht.

Besitzt nun der Sprung, der an den Eingang der Kette gelangt, bereits eine Flanke von $t_F \geqq 0{,}1\,\mu s$, sind also die höchsten Frequenzanteile von vornherein unterdrückt, so tritt keine weitere Verformung ein und die Flanke wird formgetreu übertragen.

Dieser Wert wurde für das Gerät als tragbar erachtet, da für sein Anwendungsgebiet im wesentlichen eine Impulsbreite von $t_i = 1\,\mu s$ an aufwärts in Frage kommt und eine weitere Verringerung der Einschwingdauer einen zusätzlichen Röhrenaufwand erfordert hätte.

Eine weitere Auswirkung der angenommenen Idealisierung, insbesondere des Phasenmaßes a, ist das Auftreten von Spannungsanteilen bereits vor dem Fußpunkt der Flanke. Diese konnten am Muster nicht beobachtet werden, während die Welligkeit nach dem Ende der Flanke erhalten bleibt, jedoch nur bei Impulsen mit Flanken von $t_F \leqq 0{,}1\,\mu s$ in Erscheinung tritt.

Das Ende der Kette wird mit einem Abschlußwiderstand etwa gleich dem Wellenwiderstand Z abgeschlossen, der nach dem Zusammenbau auf größtmögliche Reflexionsfreiheit der Kette abgeglichen wird.

3. Signalsymmetrierverstärker

Zwischen vorletztem und letztem Glied der Verzögerungskette wird das verzögerte Signal zum Signalsymmetrierverstärker abgegriffen, der entsprechend Bild 11 als Anoden-Katoden-Verstärker das Signal symmetriert an die Meßplatten der Braunschen Röhre weitergibt.

Für die Wahl der Anoden-Katoden-Verstärkerschaltung war vor allem die Tatsache maßgebend, daß bei dieser Schaltung — der Gitterableitwiderstand ist an einem Abgriff des Katodenwider-

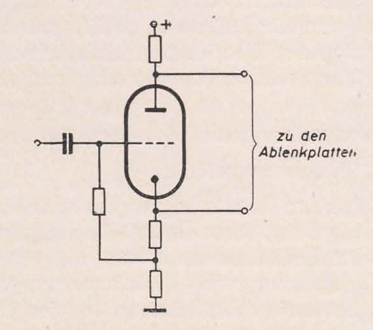


Bild 11: Anoden-Katoden-Verstärker als Signalsymmetrierverstärker

standes unverblockt angeschlossen — der Eingangswiderstand der Verstärkerstufe entsprechend Gleichung 4 anwächst. Hierdurch fällt der Koppelkondensator zum Gitter auch für Zeitkonstanten von etwa 1 s mit etwa 0,1 μF verhältnismäßig klein aus.

4. Kippgerät

Wie bereits beim Signalvorverstärker beschrieben, kann der Auslöseimpuls für das Kippgerät zur horizontalen Auslenkung des Elektronenstrahles aus dem Signalvorverstärker hergeleitet werden. Ebenso ist vorgesehen, das Kippgerät durch einen fremden Vorgang auszulösen, der zu dem zu untersuchenden Vorgang in irgendeinem Zusammenhange stehen kann. Hierdurch ist die Möglichkeit gegeben, zum Beispiel die zeitliche Verschiebung eines von einem Auslöseimpuls ausgelösten Vorganges in einem Verstärker, einer Kippschaltung, einer Verzögerungsschaltung o. ä. über einer festen, vom Auslöseimpuls gesteuerten Zeitbasis zu verfolgen.

Das Kippgerät muß nun sowohl von positiven als auch von negativen Impulsen am Eingang des Gerätes ausgelöst werden können. Dies erfordert die Vorschaltung einer entsprechenden Phasenumkehrstufe, die, wie Bild 12 zeigt, ebenfalls als Anoden-Katoden-Verstärkerstufe

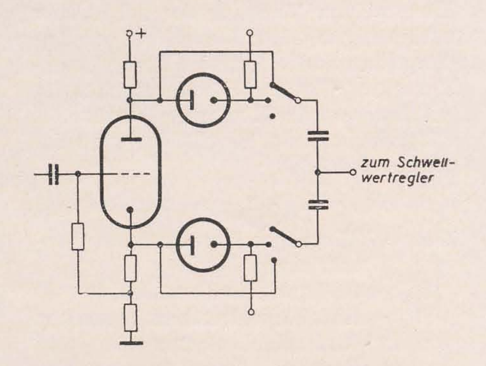


Bild 12: Anoden-Katoden-Verstärker als Phasenumkehrstufe

ausgebildet wurde. Durch eine nachfolgende Diodenschaltung kann von dieser in jedem Falle, sei es von der Anode oder von der Katode der Phasenumkehrstufe,

ein positiver Impuls zum Auslösen des Kippgerätes abgegriffen werden. Während also bei dieser Betriebsart jeder positive und auch negative Eingangsimpuls für dieAuslösung in gleicher Weise wirkt, kann durch Umschalten eines Schalters auch die Möglichkeit geschaffen werden, die Auslösung entweder nur durch positive oder nur durch negative Eingangsimpulse herbeiführen zu lassen. Dies ist für Untersuchungen an alternierenden Impulsfolgen von nicht zu unterschätzender Bedeutung.

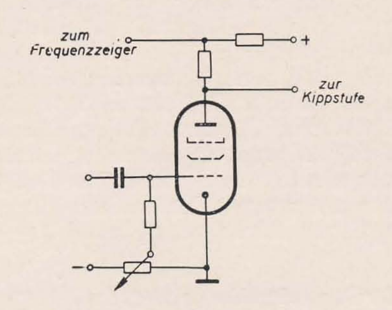


Bild 13: Schwellwertregler

Der durch die Phasenumkehrstufe in jedem Falle erzeugte positive Impuls gelangt dann an das Gitter des Schwellwertreglers. Diese Stufe arbeitet entsprechend Bild 13 als C-Verstärker mit beliebig einstellbarem Arbeitspunkt und hat die Aufgabe, Störspannungen und Störimpulse abzutrennen. Bei richtiger Einstellung des Arbeitspunktes wird die Auslösung der Kippstufe nur durch die zu beobachtenden Eingangsimpulse herbeigeführt. Ebenso kann diese Stufe als ausgesprochenes Amplitudensieb benutzt werden, indem bei Impulsfolgen mit Impulsen verschiedener Amplitude durch geeignete Wahl des Arbeitspunktes nur die jeweils größten das Kippgerät auslösen.

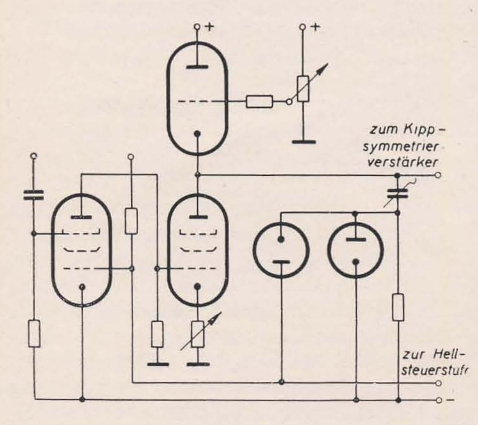


Bild 14: Kipp-Univibrator

Aus dem Anodenkreis des Schwellwertreglers wird sowohl der Auslöseimpuls für den Frequenzzeiger hergeleitet als auch der Auslöseimpuls für die Kippstufe als negativer Impuls an das Bremsgitter der Ruhestromröhre des Kipp-Univibrators (Bild 14) weitergeleitet, der sich in Bereitschaftsstellung befindet. Wird diese kurzzeitig gesperrt, so gibt sie die als Entladepentode geschaltete Arbeitsstromröhre frei und der Kippvorlauf beginnt. Dabei sperrt der Anodenstrom der Entladepentode über den Entladekondensator, den mit ihm in Reihe liegenden Widerstand und die beiden Dioden die Ruhestromröhre an deren Steuergitter, wodurch der Kippvorgang bis zum Zünden des Lade-Thyratrons unabhängig vom Auslösevorgang zeitproportional weiterläuft. Sinkt die Katodenspannung des Thyratrons unter die Spannung des Gitters, so zündet das Thyratron und bewirkt den Rücklauf des Elektronenstrahles. Der Entladekondensator wird wieder aufgeladen, wobei der Ladestrom an dem mit dem Entladekondensator in Reihe liegenden Widerstand eine starke positive Spannungsspitze erzeugt. Sie wird durch die beiden Dioden beschnitten und gibt das Steuergitter der Ruhestromröhre frei. Ist auch der Auslösevorgang zu diesem Zeitpunkt abgeklungen, so wird die Entladepentode gesperrt, und der Univibrator verharrt in dieser Bereitschaftsstellung bis zum Eintreffen eines neuen Auslöseimpulses.

Die Zeit des Kippvorlaufes kann durch Umschalten der Entladekondensatoren grob und fein durch Regeln des Katodenwiderstandes der Entladepentode auf jeden Wert zwischen etwa 1 bis 2 µs bis über 10 ms variiert werden, was insbesondere im Hinblick auf die längsten Zeiten besondere Schaltmaßnahmen notwendig machte. So mußte zum Beispiel die Kopplung zwischen der Ruhe- und der Arbeitsstromröhre galvanisch ausgeführt werden, wie auch durch die schon erwähnte Diodenschaltung die insbesondere bei großen Entladekondensatoren kräftigen Rücklaufspannungsspitzen abgefangen werden mußten. Allgemein war es bei der Dimensionierung der Kippstufe samt Vorstufen erforderlich, größten Wert auf kleinste Durchbruchszeit des Kippgerätes zu legen, die durch zweckmäßige Dimensionierung der einzelnen Zeitkonstanten auf etwa 0,1 bis 0,2 µs heruntergedrückt werden konnte.

5. Kippsymmetrierverstärker

Wegen der beim Signalsymmetrierverstärker unter 3. genannten Vorteile wurde auch an dieser Stelle ein Anoden-Katoden-Verstärker eingesetzt, der die an der Anode der Entladepentode des Kipp-Univibrators abgegriffene sägezahnförmige Kippspannung mit zeitproportionalem Vorlauf symmetrisch an die Zeitablenkplatten der Braunschen Röhre weitergibt. Der Kippsymmetrierverstärker wurde für Kippspannungen bis zu einem Scheitelwert von etwa 230 V dimensioniert, was auch bei einer Anodenspannung von 2 kV an der Braunschen Röhre für eine Zeitlinienlänge von etwa 6 cm ausreicht.

6. Hellsteuerung und Zeitmarkierung (Bild 15)

Der am Widerstand im Entladekreis des Kipp-Univibrators gewonnene negative Impuls von der Dauer der Zeitlinie wird einer zweiten, der Ruhestromröhre des Univibrators parallel geschalteten Ruhestromröhre zugeführt, die den negativen Impuls in seiner Phase dreht und gleichzeitig seine Flanken versteilert. Der so gewonnene positive Impuls wird einmal dem Wehnelt-Zylinder der Braunschen Röhre zugeführt und öffnet außerdem die erste Stufe des Zeitmarkengebers, in deren Anodenkreis die die Zeitmarken bestimmenden Schwingkreise wahlweise eingeschaltet werden können. Sie werden durch den Impuls zu einer gedämpften Schwingung angestoßen, die wiederum die zweite Stufe, einen Anodengleichrichter, mit ihren positiven Maximalwerten ansteuert. Die hierdurch im Anodenkreis des Anodengleichrichters ausgesteuerten negativen haarnadelförmigen Spannungsimpulse wirken phasenrichtig auf das Gitter der ersten Stufe zurück, so daß durch Rückkopplung der Schwingkreis während der Dauer der Zeitlinie eine ungedämpfte Schwingung ausführt. Wie schon erwähnt, überlagern sich die vom Anodengleichrichter aus der Sinusschwingung herausgeschnittenen Nadelimpulse am Gitter der ersten Stufe dem Hellsteuerimpuls, der sie steuert, so daß hierdurch gleichzeitig die Zeitlinie an der Braunschen Röhre durch Dunkelstellen unterbrochen wird, deren gegenseitiger Abstand gleich dem reziproken Wert der Frequenz des jeweils eingeschalteten Schwingkreises ist.

Die Zeitmarken sind beim Impulsoszillografen frei wählbar und können der jeweiligen Zeitliniendauer weitgehend angepaßt werden. Sie stehen mit den Werten 0,2 µs, 0,5 µs . . . 0,5 ms und 2 ms sowie einer zeitlichen Unsicherheit von weniger als 1% zur Verfügung. Außer der starren zeitlichen Verkopplung der Sinusschwingung mit der durch den Auslöseimpuls wiederum starr verkoppelten Zeitlinie mußte bei der Auswahl der Schaltung noch einigen weiteren Argumenten Rechnung getragen werden. Die Schwingkreise erregen sich zu verhältnismäßig

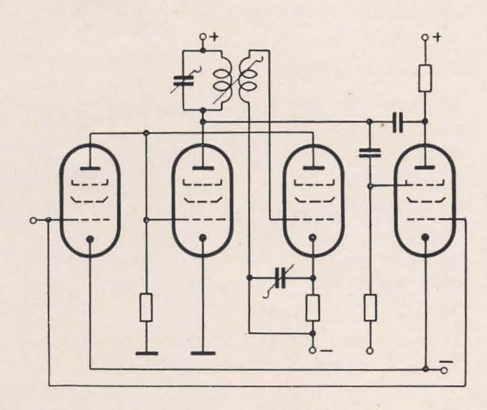


Bild 15: Hellsteuerung und Zeitmarkierung

großen Amplituden, und nur durch die sichere Sperrung der ersten Stufe des Zeitmarkengebers nach Beendigung der Zeitlinie konnte erreicht werden, daß sich die Schaltung nach dem Zeitlinienende nicht mehr selbst erregen kann. Ebenso besteht die Möglichkeit, daß bereits nach der Entionisierungszeit des Thyratrons im Kipp-Univibrator ein neuer Auslöseimpuls einen neuen Kippvorlauf und damit einen erneuten Schwingungsvorgang

im Zeitmarkengeber auslösen kann. Ist zu diesem Zeitpunkt der vorhergehende noch nicht abgeklungen, so erregt sich die neue Schwingung mit einer Phase, die aus dem Anstoß durch die Hellsteuerstufe und der Phase des noch vorhandenen Schwingungsrestes resultiert. Da diese resultierende Phasenlage bei jeder Auslösung des Kippgerätes infolge des — vom Gerät her gesehen — unbestimmten Ankunftszeitpunktes des nächsten Impulses verschieden sein wird, führt dies zum Verwischen der Dunkelstellen auf dem Schirm der Braunschen Röhre. Um also eine Interferenz zweier Schwingungszüge zu vermeiden, wurde mittels einer dritten Stufe eine Bedämpfung der Schwingungskreise vom Ende einer Zeitlinie bis zum Beginn der nachfolgenden herbeigeführt. Hierzu werden Bremsgitter und Anode einer Pentode dem Schwingkreis wechselstrommäßig parallel geschaltet, während das Steuergitter vom gleichen Impuls wie die Hellsteuerstufe beaufschlagt wird, also nur während des Kippvorlaufes gesperrt ist. Unmittelbar nach dem Vorlaufende kommt also die starke Gegenkopplung zwischen dem gleichphasig gesteuerten Bremsgitter und der Anode zur Wirkung, die die Schwingungen der Schwingkreise nach ein und zwei Perioden abklingen läßt.

7. Oszillograf

Die Braunsche Röhre ist mit der gesamten Hochspannungsversorgung und allen Bedienungselementen in einem Schubfach untergebracht, wodurch ein besonderer Kabelbaum für die Zuführung der Hochspannung entfällt. Die Betriebsgleichspannung ist umschaltbar auf 1 kV, 1,5 kV und 2 kV, es kann also die Bildhelligkeit auf Kosten der Bildgröße erhöht werden. So ist es möglich, den jeweils günstigsten Kompromiß zwischen Bildgröße und Bildhelligkeit für die gegebenen Untersuchungsbedingungen zu schließen.

8. Frequenzzeiger

Der Frequenzzeiger ist, wie Bild 16 veranschaulicht, eine Univibratorschaltung. Der im Anodenkreis der als Arbeitsstromröhre geschalteten Entladepentode liegende Ladekondensator C wird bei jeder Auslösung von der Betriebsspannung U_B bis zur Stromübernahmespannung U_R der Entladepentode entladen. Da nach jeder Entladung über die Entladepentode der Kondensator C über den Ladewiderstand R von der Stromquelle wieder

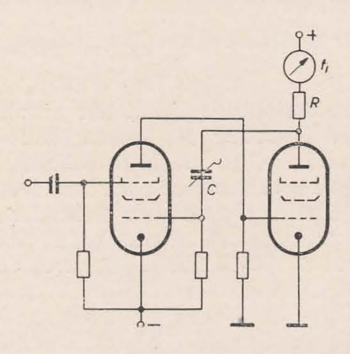


Bild 16: Frequenzzeiger-Univibratorschaltung

aufgeladen wird, gilt für den Ladestrom die Beziehung

$$C \cdot U = i \cdot t. \qquad (11)$$

Die Zeitdauer zwischen zwei Entladungen ist aber der reziproke Wert der auslösenden Frequenz, und es gilt mit

$$t = \frac{1}{f}$$

$$C \cdot U = \frac{i}{f} \text{ bzw. } i = f \cdot C \cdot U, \qquad (12)$$

C = Kapazität des Ladekondensators,
U = $U_B - U_R$ = Ladespannung minus Stromübernahmespannung,
i = mittlerer Ladestrom,
t = Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Entladungen,
f = auslösende Frequenz.

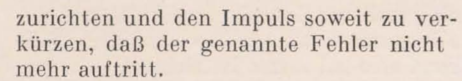
Damit ist der mittlere Ladestrom der auslösenden Frequenz direkt proportional und kann an einem nach Frequenzen geeichten Zeigerinstrument angezeigt werden.

Voraussetzung für eine richtige Anzeige ist hierbei die Aufladung des Ladekondensators C zwischen je zwei Entladevorgängen bis auf die Betriebsspannung U_B. Durch entsprechende Wahl der Ladezeitkonstanten, die im ungünstigsten Falle

$$\tau = C \cdot R \leq \frac{t}{5} \qquad (13)$$

werden kann, wird die Aufladung in jedem Falle bis über 99% von U_B sichergestellt, wodurch die möglichen Meßfehler kleiner als 1% bleiben.

Die Auslösung der Frequenzzeiger-Univibratorschaltung erfolgt ebenfalls am Bremsgitter der Ruhestromröhre. Hierbei muß im Interesse einer richtigen Messung in allen Fällen dafür gesorgt werden, daß der Auslöseimpuls abgeklungen ist, ehe die Entladung des Ladekondensators abgeschlossen ist. Anderenfalls bleibt die Ruhestromröhre länger gesperrt und damit die Arbeitsstromröhre länger geöffnet als die Entladung des Ladekondensators C beansprucht, wodurch sich der zusätzliche Anodenstrom der Entladepentode zum Ladestrom i addiert und damit das Meßergebnis verfälscht. Da aber andererseits die aus dem Kippgerät abgeleiteten Auslöseimpulse bezüglich ihrer Breite und ihrer Flankenanstiegszeit t_F von Fall zu Fall vollkommen verschieden sein und damit Anlaß zu dem eben genannten Meßfehler geben können, wurde der Frequenzzeiger-Univibratorschaltung eine zweite ähnliche Univibratorschaltung vorangestellt, die lediglich die Aufgabe hat, die Flanken der auslösenden Impulse auf-


zurichten und den Impuls soweit zu verkürzen, daß der genannte Fehler nicht mehr auftritt.

Durch diese Maßnahmen wurde die Unabhängigkeit der Frequenzanzeige von Form und Breite des Eingangsimpulses herbeigeführt. Die Ansprechempfindlichkeit des Frequenzzeigers wurde so bemessen, daß er bereits den richtigen Wert der vom Schwellwertregler durchgelassenen Impulse anzeigt, ehe ein sicher stehendes Bild auf dem Schirm der Braunschen Röhre zustandekommt.

Die Endausschläge der Meßbereiche sind 0,3 kHz, 1 kHz ... 30 kHz und 100 kHz, wodurch neben der Möglichkeit des Auszählens der Zeitmarken von einem Impuls bis zum nächsten auch die Möglichkeit zum direkten Ablesen der Impulsfolgefrequenz an einem Zeigerinstrument gegeben ist, was insbesondere bei Untersuchungen an abstandsmodulierten Impulsfolgen sehr wichtig ist.

9. Prüfimpulsgeber (Bild 17)

Ein RC-Generator mit sechsgliedriger RC-Kette erzeugt eine sinusförmige Wechselspannung, die mit ihren positiven Maximalwerten die Entladung eines Kondensators über ein Thyratron auslöst, dessen Entladestrom am Katodenwiderstand in einen positiven Spannungsimpuls verwandelt wird.

Der auf diese Weise erzeugte Prüfimpuls mit steiler Stirn und exponentiellem Abfall dient in erster Linie zur Überprüfung der Betriebsbereitschaft des Impulsoszillografen, in zweiter Linie aber zur Eichung des Frequenzzeigers in allen den Fällen, wo Impulsfolgen genauerer Frequenz nicht zur Verfügung stehen. Aus diesem Grunde wurde der RC-Generator umschaltbar auf 1 kHz und 10 kHz ausgelegt, wobei die Frequenzunsicherheit kleiner als 1% bleibt.

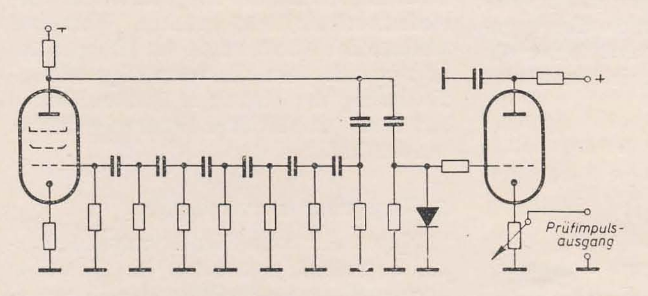


Bild 17: Prüfimpulsgeber

Als dritter Verwendungszweck des Prüfimpulses sei hier die Verwendung zur Untersuchung von Verzögerungsketten, Verstärkern u. a. erwähnt, um Laufzeiten, Impulsverformungen, Reflexionen u. a. nachzuweisen. Ebenso kann er zur Auslösung weiterer Vorgänge eingesetzt werden, die Gegenstand einer Untersuchung mit dem Impulsoszillografen werden sollen. Aus Gründen der universellen Verwendbarkeit für diese und ähnliche Untersuchungen wurde die Schaltung so ausgelegt, daß der Prüfimpuls an einem in weiten Grenzen variablen Quellwiderstand abgegriffen werden kann.

10. Stromversorgung

Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt aus dem 220-V-Wechselstromnetz mit einer Frequenz von 50 Hz, wobei ein eingebauter Regelspartransformator die

Ausregelung von Netzspannungsschwankungen innerhalb ± 10% zuläßt. Erst diese Maßnahme ermöglichte im Zusammenwirken mit einer umfangreichen Stabilisierung, den außerordentlich großen Bereich der abzubildenden Impulse (etwa 0,2 μs bis 10 ms) und der Zeitlinien (etwa 1,5 μs bis über 10 ms) bei erträglichem Aufwand in einem Gerät zu vereinigen.

11. Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau des Gerätes erfolgt, wie Bild 1 erkennen läßt, in Form von Schubfächern, die als geschlossene Einheiten in das Gestell eingeschoben werden. Durch zweckmäßige Anordnung von Chassisdurchbrüchen und Wärmeleitblechen sowie durch günstige Luftschlitze in der Gestellverkleidung wurde eine ausreichende Durchlüftung des gesamten Gerätes erreicht.

Die elektrische Gliederung der einzelnen Schubfächer wurde so getroffen, daß jedes Schubfach weitgehend in sich geschlossene Gruppen enthält, wodurch Prüf- und Abgleicharbeiten wesentlich erleichtert werden.

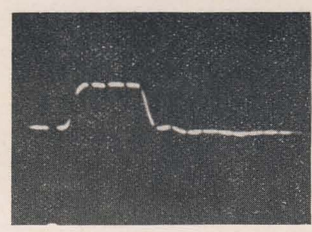


Bild 19: Impuls am Gitter des Schwellwertreglers, Schalterstellung „—"

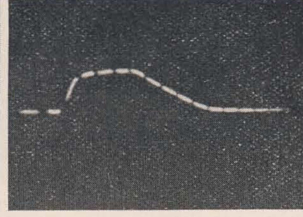


Bild 20: Impuls am Gitter des Schwellwertreglers, Schalterstellung „±"

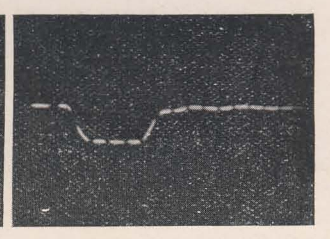


Bild 21: Impuls am Gitter des Schwellwertreglers, Schalterstellung „+"

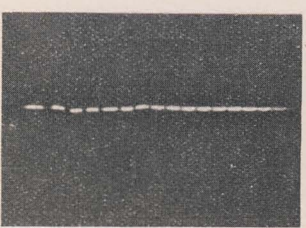


Bild 22: Signal an der Anode des Schwellwertreglers, Arbeitspunktregler am linken Anschlag

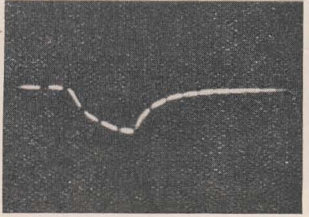


Bild 23: Signal an der Anode des Schwellwertreglers, Arbeitspunktregler in der Mitte

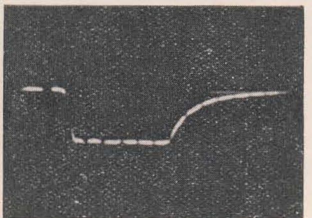


Bild 24: Signal an der Anode des Schwellwertreglers, Arbeitspunktregler am rechten Anschlag

Erprobungsbericht

Die Arbeitsweise des Impulsoszillografen IOG 1 soll zunächst an Hand einiger Bilder erläutert werden, die bei der Prüfung eines zweiten Gerätes der gleichen Type aufgenommen wurden und die somit zusätzlich die elektrischen Vorgänge an einigen herausgegriffenen Punkten des Gerätes veranschaulichen sollen. Bei dieser Bilderserie wurde der als Indikator dienende Impulsoszillograf ständig vom Eingangsimpuls des untersuchten Gerätes fremd ausgelöst, wodurch ein deutliches Bild über die Laufzeiten und Durchbruchszeiten im Prüfling entsteht.

So zeigt Bild 18 den Eingangsimpuls selbst, einen annähernden Rechteckimpuls, dessen Dach und Auslauf durch zu lange Zuleitungen o. ä. ein leichter Schwingungszug überlagert ist. Bei einer Zeitmarkierung von 0,2 μs von Dunkelstelle zu Dunkelstelle beträgt somit die Impulsbreite 1 μs.

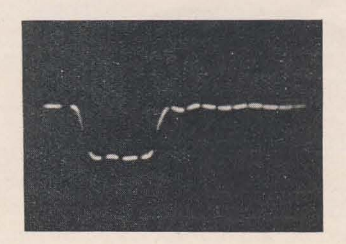


Bild 18: Eingangsimpuls, Impulsbreite, 1 μs

Die Bilder 19, 20 und 21 zeigen den Impuls am Gitter des Schwellwertreglers, und zwar in allen drei Stellungen des Schalters der Phasenumkehrstufe. In Stellung „—" stellt sich das Bild 19, in Stellung „±" das Bild 20 und in Stellung „+" das Bild 21 ein. Es ist deutlich zu erkennen, daß bei negativem Eingangsimpuls nur in den Stellungen „—" und „±" der vom Schwellwertregler benötigte positive Impuls entsteht, während in Stellung „+" ein negativer Impuls erzeugt wird, der das Kippgerät nicht auszulösen vermag. Ebenso zeigen die Bilder, daß die Möglichkeit zur Auslösung des Kippgerätes mit Impulsen beliebigen Vorzeichens eine zusätzliche Verzögerung des Auslösesignals um etwa 0,1 μs mit sich bringt. In Stellung „+" und „—" liegt die Gesamtlaufzeit bis zu diesem Beobachtungspunkt in der Größenordnung von 0,05 μs.

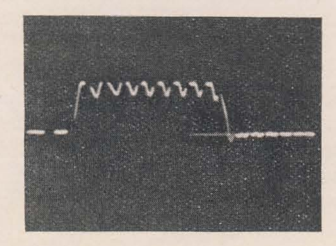


Bild 25: Positiver Hellsteuerimpuls aus dem Kippgerät

Die nun folgenden Bilder zeigen das Signal an der Anode des Schwellwertreglers bei verschiedenen Einstellungen des Arbeitspunktes. Bei Bild 22 steht der Regler am linken Anschlag (negativste Spannung), bei Bild 23 in der Mitte und bei Bild 24 am rechten Anschlag. Es ist deutlich zu beobachten, wie sich der Impuls in den Aussteuerbereich des Schwellwertreglers hineinschiebt. Ebenso ergibt sich hieraus an dieser Stelle die Möglichkeit, den Impuls infolge seiner nicht unendlich steilen Flanke auf der Zeitlinie geringfügig zu verschieben.

Bild 25 zeigt den aus dem Kippgerät hergeleiteten positiven Hellsteuerimpuls mit eingeblendeten negativen Zeitmarkenimpulsen. Beim Vergleich mit Bild 18 ist die Gesamtdurchbruchszeit an Hand der beiden Vorderflanken leicht zu ermitteln, sie beträgt etwa 0,1 μs. Ebenso fällt die Differenz des noch nicht abgeglichenen Zeitmarkengebers des Prüflings gegen den des Indikators durch das Wandern der negativen Zeitmarkenimpulse in bezug auf die Dunkelstellen ins Auge.

Die beiden folgenden Bilder sollen die Wirkung der durch die dritte Stufe des Zeitmarkengebers nach dem Zeilenende erzeugten Bedämpfung der Schwingkreise veranschaulichen und zeigen den Hellsteuerimpuls mit 2-ms-Zeitmarkenimpulsen im Bild 26 ohne Gegenkopplungsröhre

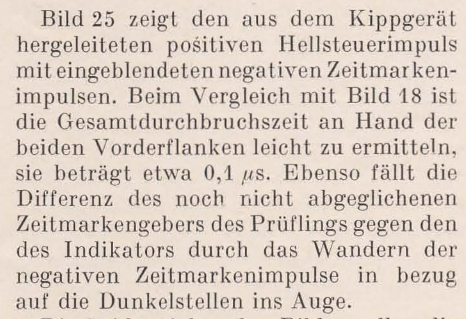


Bild 26: Hellsteuerimpuls mit 2-ms-Zeitmarkenimpulsen ohne Gegenkopplung

Bild 27: Hellsteuerimpuls mit 2-ms-Zeitmarkenimpulsen mit Gegenkopplung

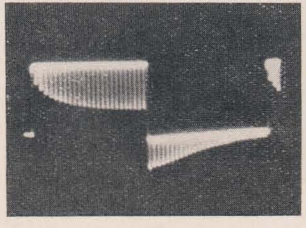


Bild 28: Negative Sperrimpulse am Steuergitter der Ruhestromröhre, Frequenzzeiger auf 10 kHz

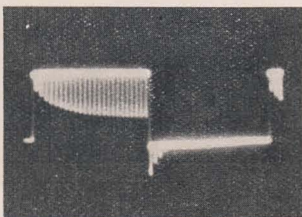
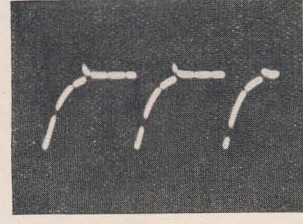
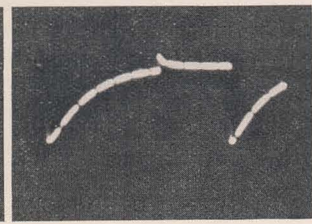


Bild 29: Negative Sperrimpulse am Steuergitter der Ruhestromröhre, Frequenzzeiger auf 3 kHz





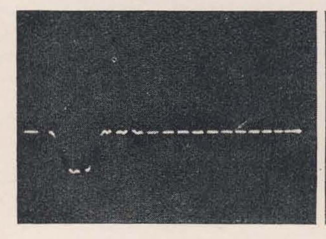


Bild 30: Abschluß des Leitungsendes mit dem Wellenwiderstand der Leitung

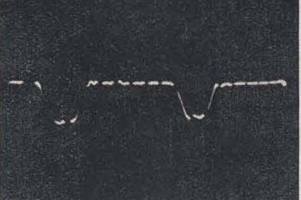


Bild 31: Spannungsverlauf bei leerlaufendem Leitungsende

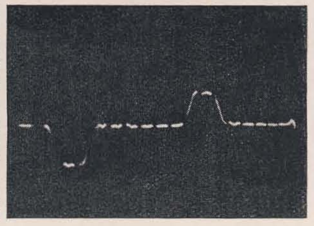


Bild 32: Spannungsverlauf bei kurzgeschlossenem Leitungsende

Trapezimpuls mit etwa 0,1 μs Flankendauer bei der Untersuchung einer künstlichen Leitung

und im Bild 27 mit Röhre. Der Zeitmaßstab ist gegenüber den ersten Bildern verändert. Während im Bild 26 die Gefahr des erneuten Anschwingens mit falscher Phase gegeben ist, wird sie nach Einsetzen der Gegenkopplungsstufe restlos beseitigt.

An Hand der Bilder 28 und 29 soll die Arbeitsweise der Frequenzzeigervorstufe erläutert werden. Sie zeigen die durch den Kippvorgang erzeugten negativen Sperrimpulse am Steuergitter der Ruhestromröhre. Die angelegte Impulsfolgefrequenz beträgt etwa 10 kHz, der Frequenzzeiger ist bei Bild 28 auf 10 kHz, bei Bild 29 auf 3 kHz geschaltet, die eingeblendeten Zeitmarken besitzen in beiden Bildern einen Abstand von 20 μs. Das Fehlen des zweiten Impulses im Bild 29 läßt die frequenzteilende Wirkung der Vorstufe erkennen, die derart bemessen wurde, daß der Frequenzzeiger bei zu hoher Impulsfolgefrequenz für den Meßbereich den Endausschlag des Anzeigeinstrumentes bewirkt. Da trotzdem bei Meßbereich- und Impulsfolgefrequenzunterschieden um einen Faktor 10 und mehr Fehlanzeigen auftreten können, soll der eingebaute Frequenzzeiger vom höchsten Bereich immer nur soweit abwärts geschaltet werden, bis der größtmögliche Ausschlag innerhalb des Ablesebereiches erreicht ist.

Spannung bei leerlaufendem Leitungsende ($R_{Abschl.} = \infty$) und Bild 32 den bei kurzgeschlossenem Leitungsende ($R_{Abschl.} = 0$).

Bei einem Abschluß der Kette mit einem vom Wellenwiderstand unterschiedlichen Widerstandswert tritt also ein zweiter Impuls im Bilde auf, der dem Sendeimpuls weitgehend ähnelt und gegenüber diesem um die doppelte Laufzeit der Kette verzögert erscheint.

Bei der eingeblendeten Zeitmarkierung von 0,2 μs von Dunkelstelle zu Dunkelstelle können somit folgende Zeiten ausgewertet werden: Impulsbreite $t_i = 0{,}4\,\mu s$, doppelte Laufzeit des Impulses in der Kette $2 \cdot T = 1{,}7\,\mu s$.

Ebenso lassen die vorhandenen kleinen Zacken auf Unregelmäßigkeiten innerhalb der Kette schließen (Stoßstellen).

In welcher Form diese Tatsachen bei bekannter Geschwindigkeit des Impulses auf ausgedehnten Freileitungen zum Erkennen von Unregelmäßigkeiten in deren Aufbau und, was weit wichtiger sein dürfte, in einem Störungsfalle zumMessen der Entfernung des Störortes von einem Leitungsende aus benutzt werden können, beweist das im RFT Funkwerk Dresden vom Verfasser entwickelte Fehlerortungsgerät FGHL 1, mit dem es u. a.

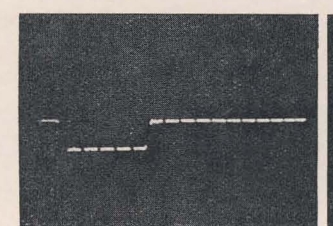


Bild 33: Abschluß der Leitung mit dem Wellenwiderstand

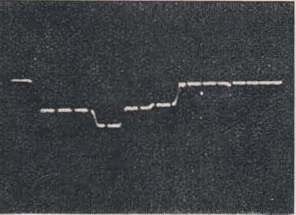


Bild 34: Spannungsverlauf bei leerlaufendem Leitungsende

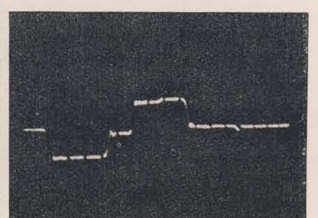


Bild 35: Spannungsverlauf bei kurzgeschlossenem Leitungsende

Spannungsverhältnis eines Impulses am Anfang der künstlichen Leitung, Impulsbreite 2,5 μs

Einem weiteren interessanten Anwendungsgebiet des Impulsoszillografen IOG 1, dem Gebiete der Leitungsuntersuchungen, wurden die nächsten Bilder entnommen. Als Versuchsobjekt diente eine künstliche Leitung (LC-Tiefpaßkette mit einer Grenzfrequenz von 20 MHz), wobei der Impuls einem Normalimpulsgeber als Trapezimpuls mit etwa 0,1 μs Flankendauer entnommen wurde. So zeigt Bild 30 den Spannungsverlauf am Leitungsanfang bei Abschluß des Leitungsendes mit dem Wellenwiderstand der Leitung. Bild 31 zeigt den Verlauf der

möglich ist, bei Leitungslängen bis zu 300 km eine Leitungsunterbrechung oder einen Kurzschluß auf ± 0,5 km Leiterlänge vom Leitungsende aus zu messen (vgl. Energietechnik, 8/1952, S. 240ff.).

Die drei letzten Bilder zeigen bei einer Zeitmarkierung von 0,5 μs die Spannungsverhältnisse am Anfang der künstlichen Leitung bei einem Impuls, dessen Breite $t_i = 2{,}5\,\mu s$ größer als die doppelte Laufzeit $2 \cdot T$ der Leitung gewählt wurde. Bei Bild 33 ist die Leitung mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen, wobei infolge Fehlens jeglicher Reflexe der zur Untersuchung benutzte Sendeimpuls zur Abbildung gelangt. Im Falle Bild 34 herrscht am Leitungsende Leerlauf, wodurch sich der Sendeimpuls und der gleichphasige Reflex in dem Abschnitt von 1,7 μs (Beginn des Reflexes) bis 2,5 μs (Ende des Sendeimpulses) zu einem Impuls angenähert doppelter Amplitude summieren (Spannungsüberhöhung bei Wanderwellen). Bei Bild 35 läuft das Leitungsende im Kurzschluß, wodurch sich der Sendeimpuls und der jetzt gegenphasige Reflex im vorgenannten Zeitabschnitt angenähert zu Null kompensieren.

Mit Hilfe des Impulsoszillografen war es möglich, noch viele weitere derartige Untersuchungen in immer stehendem Bilde durchzuführen, auf deren Wiedergabe im Rahmen dieser Arbeit verzichtet werden soll. Betont sei aber, daß die wahlweise einzublendenden Zeitmarken bei der in weiten Grenzen veränderlichen Zeitbasis in vielen Fällen erst die Anpassung an die zeitliche Dauer der einzelnen Vorgänge ermöglichten.

Bevorzugte Anwendungsgebiete

Aus dem außerordentlich weiten Anwendungsbereich des Impulsoszillografen IOG 1 sollen nun noch einige bevorzugte Anwendungsgebiete genannt werden, bei denen die Eigenschaften des Gerätes besonders hervortreten.

1. Untersuchung von Impulsgeneratoren

Der Impulsoszillograf IOG 1 gestattet die Untersuchung der Form und die Messung der Breite von Impulsen beliebiger Impulsgeneratoren unabhängig von deren Folgefrequenz und Frequenzkonstanz, wobei jedoch die Folgefrequenz laufend am eingebauten Frequenzzeiger in direkter Ablesung gemessen werden kann. Es erscheint in allen Fällen ein stehendes Bild auf dem Bildschirm, das die oben genannten Messungen auch bei wechselnder Frequenz während der Beobachtung (Abstandsmodulation) ermöglicht.

Unter gleichen Bedingungen sind Untersuchungen an breitemodulierten Impulsfolgen möglich, wobei zwar die rückwärtige Impulsflanke je nach dem Modulationsgrad breitgezogen erscheint, aus ihren Konturen aber stets die Ausbildung der Flanke ersichtlich bleibt.

2. Untersuchung von Impulsteilern

Hier ist es insbesondere das mehr oder weniger saubere Rasten der untersuchten Schaltung auf die ihr zugeführten Auslöseimpulse, was durch die Eigenschaften des Impulsoszillografen sehr gut untersucht werden kann. Wird die Horizontalablenkung durch einen Impuls der geteilten Impulsfolge ausgelöst, so kann der jeweils folgende in einem stets stehenden Bilde beobachtet werden. Hierbei springt der Folgeimpuls bei Variation der das Teilverhältnis bestimmenden Schaltelemente bei sauberer Rastung um jeweils einen Impulsabstand der zu teilenden Impulsfolge, während er bei unsauberer Rastung bei gewissen Einstellungen ins Schwimmen kommt und verwaschen auf dem Bildschirm erscheint.

3. Laufzeitmessungen

Wie schon die Bilder 31 bis 35 erkennen lassen, ermöglicht der Impulsoszillograf die Untersuchung von Kabeln und Leitungen in bezug auf ihre Übertragungseigenschaften, indem die Horizontalablenkung durch den Sendeimpuls beliebiger Folgefrequenz ausgelöst wird und die von Stoßstellen hervorgerufenen Reflexe zu einem späteren Zeitpunkt über der Zeitlinie erscheinen. Infolge des stets stehenden Bildes und der in weiten Grenzen veränderlichen Zeitbasis mit wahlweise einzublendendem Zeitmaßstab läßt sich der zeitliche Abstand von Sendeimpuls zu Reflex eindeutig ermitteln, um daraus für das Übertragungsglied wichtige Aussagen machen zu können.

In vielen Fällen eignet sich für derartige Untersuchungen bereits der eingebaute Prüfimpulsgeber, der im Hinblick darauf mit veränderbarem Quellwiderstand ausgerüstet wurde, um das Kabel oder die Leitung generatorseitig mit einem frei wählbaren Widerstandswert abschließen zu können. Bei höheren Ansprüchen an den Sendeimpuls läßt sich der Prüfimpulsgeber leicht als Steuerimpulsgeber für nachgeschaltete Verzerrer- und Leistungsstufen einsetzen.

4. Bestimmung der Wellenwiderstände von Kabeln und Leitungen, Einregelung von Nachbildungen

Bei der Versuchsanordnung nach 3. verschwindet der Reflex bei Abschluß des Kabels oder der Leitung mit deren Wellenwiderstand. Wird zu diesem Zwecke der Abschlußwiderstand des Übertragungsgliedes als Regelwiderstand ausgebildet und dieser solange verändert, bis der Reflex verschwindet, so ergibt die Messung dieses Widerstandswertes den Wellenwiderstand auf wenige Prozent genau, da der Nulldurchgang sehr scharf erfolgt.

Bei komplexen Wellenwiderständen ist als Abschlußwiderstand ebenfalls ein komplexer Widerstand zu verwenden. Die Messung des Wirk- und Blindanteiles des Abschlußwiderstandes liefert dann den Wellenwiderstand nach Betrag und Phase.

Ebenso kann auf diesem Wege die Nachbildung einer Übertragungsleitung auf größtmögliche Echodämpfung für die im Spektrum des benutzten Sendeimpulses enthaltenen Frequenzen eingeregelt werden.

5. Untersuchung von Kippschaltungen, Multivibratoren, Univibratoren, Sperrschwingern u. ä.

Bei Untersuchungen der aufgeführten Schaltungen besitzt der Impulsoszillograf gegenüber anderen Oszillografen den unverkennbaren Vorzug, daß jeder Eingriff in die Schaltung an einem immer stehenden Bild verfolgt werden kann, wogegen bei anderen Oszillografen infolge kleiner Frequenzschwankungen bereits ein Weglaufen des Bildes eintritt. Da die Auswertung auch in bezug auf den zeitlichen Ablauf des Vorganges vorgenommen werden kann, ist das Gerät auch für Untersuchungen auf dem Gebiete der Kippschaltungen ein wertvolles Hilfsmittel, wobei der außerordentlich weite Variationsbereich der Zeitlinien und der Zeitmarken für fast alle vorkommenden Fälle ausreichen dürfte und der Frequenzzeiger eine ständige Kontrolle der Folgefrequenz des Vorganges ermöglicht.

6. Untersuchung von Verstärkern, Übertragern und sonstigen beliebigen Vierpolen mit Rechteckimpulsen

Für die in letzter Zeit immer weiter verbreiteten Untersuchungsmethoden der Frequenzabhängigkeit von Amplitude und Phasenwinkel von Übertragungsgliedern mit Rechteckimpulsen stellt der Impulsoszillograf einen ausgezeichneten Indikator dar. Sowohl der Ausgangsimpuls als auch der durch das Übertragungsglied verformte Impuls lassen sich unabhängig von deren Frequenz in einem stets stehenden Bilde auf Formveränderungen, wie Abrundungen der Flanken, Abschrägen des Rückens, Durchschwingen am Ende, Einschwingvorgänge usw., qualitativ und quantitativ mit guter Übersicht über die Zeitdauer der einzelnen Abschnitte auswerten.

Wird bei diesen Untersuchungen der Impulsoszillograf IOG 1 vom Impuls am Eingang des Übertragungsgliedes fremd synchronisiert, so kann über der festen Zeitbasis die Laufzeit des Impulses im Übertragungsglied ermittelt werden.

7. Untersuchung von Relais

Auch hier ermöglicht das in allen Fällen stehende Bild, die Arbeitsweise von Relais einer eingehenden Untersuchung in bezug auf Prellungen, Umschlagzeiten u. ä. zu unterziehen, bzw. die Justierung derselben vorzunehmen.

8. Weitere Anwendungsmöglichkeiten

Von der Vielzahl der weiteren Anwendungsmöglichkeiten sollen hier noch die Untersuchung der Impulse und -gruppen auf dem Gebiete der Impulsmehrfachübertragung und des Fernsehens erwähnt werden, wie sich auch Anwendungen auf dem Gebiete sinusförmiger Ton-, Mittel- und Hochfrequenzspannungen ergeben haben.

Literatur

1. Vilbig, F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Akademische Verl.-Ges., Leipzig, 1942.
2. Feldtkeller, R.: Einf. i. d. Vierpoltheorie d. elektr. Nachrichtentechnik, Hirzel-Verlag, Leipzig, 1944.
3. Feldtkeller, R.: Einf. i. d. Siebschaltungstheorie d. elektr. Nachrichtentechnik, Hirzel-Verlag, Stuttgart, 1944.
4. Wallot, J.: Einf. i. d. Theorie d. Schwachstromtechnik, Springer-Verlag, 1944.
5. Klein, E.: Elektronenstrahloszillografen, Weidmannsche Verlagshandlung Berlin, 1948.
6. Küpfmüller, K.: Die Systemtheorie d. elektr. Nachrichtenübertragung, Hirzel-Verlag, Stuttgart, 1949.
7. Winkler, H.: Fehlerortungsgerät FGHL 1, Energietechnik, 2. Jahrgg. H. 8/1952, S. 240 bis 247.

Führt ordnungsmäßige Lohnkonten!

Größere Betriebe mit besonderer Buchhaltung führen ihre Lohnbücher in der Regel ordnungsgemäß. Anders sieht es dagegen vielfach in kleineren Betrieben aus. Hier wird diesem Zweig der Buchführung in vielen Fällen nicht die genügende Aufmerksamkeit und Beachtung geschenkt. Notizbücher, Oktavhefte und sonstige Behelfsmittel ersetzen nur zu oft die Lohnbücher bzw. die Lohnkonten. Dies ist aber unzulässig. Eine ordnungsgemäße Führung der Lohnkonten ist nicht nur aus steuerlichen, sondern auch aus arbeitsrechtlichen Gründen notwendig und vorgeschrieben.

Die noch heute geltenden Lohnsteuerdurchführungsbestimmungen 1939 schreiben zwingend vor, daß für jeden Beschäftigten ein Lohnkonto zu führen ist. Die Eintragungen in diese Konten sind mit derselben Sorgfalt vorzunehmen wie die Verbuchungen der sonstigen finanziellen Abwicklungen des Geschäftes in die hierfür vorgeschriebenen Bücher. Als Grundlagen für die Aufzeichnungen in diese Lohnkonten dienen die Lohnsteuerkarten der Beschäftigten. Außer den Angaben der Personalien der betreffenden Beschäftigten, den in Betracht kommenden Steuerklassen, dem Familienstand usw., haben diese Lohnkonten den fortlaufend gezahlten Arbeitslohn ohne jeden Abzug unter Angabe des Zahltages und des Lohnzahlungszeitraumes zu enthalten. Zu trennen sind hierbei laufende und sonstige Bezüge. Zu den sonstigen Bezügen rechnen auch Überstundenvergütungen. Zu trennen sind der Barlohn und etwa gewährte Sachbezüge. Anzugeben ist weiter die Höhe der einbehaltenen Lohnsteuer. In das Lohnkonto gehören auch alle Bezüge, die nicht zum steuerpflichtigen Arbeitslohn rechnen. Bei den Betriebsprüfungen wird auf die ordnungsmäßige Führung dieser Lohnkonten großer Wert gelegt. Nicht unerwähnt sei, daß übertarifliche Löhne nicht als abzugsfähige Betriebsausgaben anerkannt werden, sofern für deren Zahlung nicht die vorgeschriebenen Genehmigungen der Arbeitsverwaltungen vorliegen. Werden nur ungenügende Lohnaufzeichnungen geführt, so können sie von der Abgabenverwaltung verworfen werden. Es erfolgt dann für steuerliche Zwecke eine Schätzung der ausgezahlten Löhne.

Arbeitsrechtlich ist die Führung der Lohnbücher durch die Verordnung über die Wahrung der Rechte der Werktätigen vom 20. Mai 1952 vorgeschrieben. Hier ist im § 1 festgelegt, daß jeder Betriebsleiter oder Betriebsinhaber verpflichtet ist, Aufzeichnungen (Lohnbücher) zu führen, aus denen die ordnungsmäßige Berechnung der zu zahlenden Löhne einschließlich aller Zuschläge für den Arbeiter oder Angestellten und auch für die Kontrollorgane ersichtlich ist. Auch hier handelt es sich um eine zwingende Bestimmung. Die Organe der Arbeitsverwaltung haben das Recht, die Führung dieser Lohnbücher zu kontrollieren. Hierbei ist festzustellen, ob von dem Betrieb die tariflichen Bestimmungen über die Lohnhöhe und die gesetzlichen Vorschriften über die Lohnzahlung (Entlohnung von Überstunden, Sonntags-, Feiertags- und Nachtarbeit usw.) eingehalten werden. Die BGL und die Leitungen der Gewerkschaftsgruppen für Kleinbetriebe (GfK) sind auf Grund des den Werktätigen gesetzlich gewährten Mitbestimmungsrechts nicht nur berechtigt, sondern auch verpflichtet, in die Lohnbücher Einblick zu nehmen. In den Wirtschaftszweigtarifverträgen für den privaten Sektor unserer Wirtschaft ist dieses Mitbestimmungsrecht nochmals ausdrücklich festgelegt, um auch die Rechte der Werktätigen in den privaten Betrieben weitgehend zu schützen. Die Richtlinien zur Erstellung von Betriebsvereinbarungen geben der BGL und den Leitungen der GfK ebenfalls das Recht, in die Lohnbücher Einsicht zu nehmen.

Die Kontrollen all dieser Stellen und Organe haben sich nicht nur auf die ordnungsgemäße Führung der Bücher und die Einhaltung der tariflich festgelegten Entlohnungen zu beschränken, sie haben sich auch darauf auszudehnen, ob die Lohnsteuern und die Beiträge zur Sozialversicherung von den Betrieben in voller Höhe und termingerecht abgeführt werden. Verstöße gegen diese Verpflichtung werden nach den neuen Bestimmungen des Abgabenrechtes empfindlich bestraft. *kl—s.*

Ing. A. HÖRNER

Störungsfreier Funkempfang im Kraftwagen

Die elektrischen Anlagen im Kraftwagen verursachen Funkstörungen, die den Empfang von Rundfunksendungen erheblich beeinträchtigen können. Gerade die heutigen modernen Autosuper verlangen wegen ihrer hohen Empfindlichkeit eine einwandfreie Entstörung der elektrischen Anlagen im Kraftwagen. Diese Funkstörungen erstrecken sich vom Langwellen- bis zum Ultrakurzwellenbereich. Der Empfänger empfängt also neben dem eingestellten Sender auch diese Störwellen, die ein Rauschen, Zischen oder Krachen verursachen und damit das Abhören eines Programmes oft unmöglich machen. Die Störungen der Lichtanlage zum Beispiel verursachen ein regelmäßiges Knakken, die der Lichtmaschine ein Zischen.

Funkstörungen im Kraftwagen gehen von Stellen aus, an denen ein Funken überspringt, also an der Zündkerze und dem Zündverteiler, an den Kontakten des Reglerschalters, am Kollektor der Lichtmaschine und des Scheibenwischers usw. Außerdem werden Störungen durch schlechte Masseverbindungen und Wackelkontakte hervorgerufen. Sie werden direkt abgestrahlt oder breiten sich längs der Leitungen aus. Es muß versucht werden, die Weiterleitung dieser Störungen zu verhindern bzw. ihre Entstehung zu unterdrücken.

Eine wirksame Entstörung durch lückenlose Abschirmung der gesamten Zündanlage einschließlich Hochspannungs- und Niederspannungsleitungen wäre am gewöhnlichen Fahrzeug zu kostspielig. Die Störungen lassen sich aber auch durch richtig angeordnete und bemessene Widerstände und Kondensatoren in allen Fällen weitgehend beseitigen.

Dabei ist folgendes zu beachten:

a) die Entstörungselemente sind möglichst nahe an die Störquelle zu legen,
b) die Masseverbindungen müssen auf kürzestem Wege sorgfältig und einwandfrei ausgeführt werden,
c) eine Entstörung ist für die Zündanlage. die Lichtmaschine, den Regler, den Scheibenwischer sowie für den elektrischen Wagenheizer erforderlich.
Bei allen anderen Ausrüstungsgegenständen erübrigt sich eine Entstörung wegen ihrer kurzzeitigen Betätigung.

Für den Einbau der Entstörungselemente im Fahrzeug gelten folgende Vorschriften:

1. Antenne

Die Abschirmung der Antenne muß einwandfrei an Masse liegen.

2. Lichtmaschine

Die Entstörung erfolgt durch Kondensatoren. Bei eingebautem Regler (Bild 1) wird an Klemme 51 ein 2-μF-Kondensator an die zur Batterie führende Leitung gelegt. Bleiben Störungen weiter bestehen, ist außerdem ein Kondensator von 0,5 μF an der Leitung zur Ladekontrollampe (Klemme 61) anzubringen. Bei Lichtmaschinen mit getrenntem Regler (Bild 2)

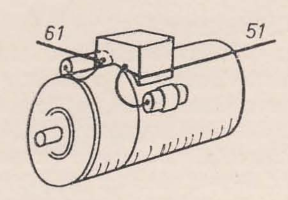


Bild 1: Entstörung einer Lichtmaschine mit eingebautem Regler

muß zwischen Lichtmaschine und Regler ein abgeschirmtes Kabel verwendet werden, das mit Masse verbunden ist. Der Reglerschalter ist ebenfalls durch Kondensatoren zu entstören, und zwar durch Anschluß an Klemme 51 und an Klemme 61. Bei 24-V-Anlagen sollte in die gummiisolierte Rückleitung ein Kondensator eingeschaltet werden.

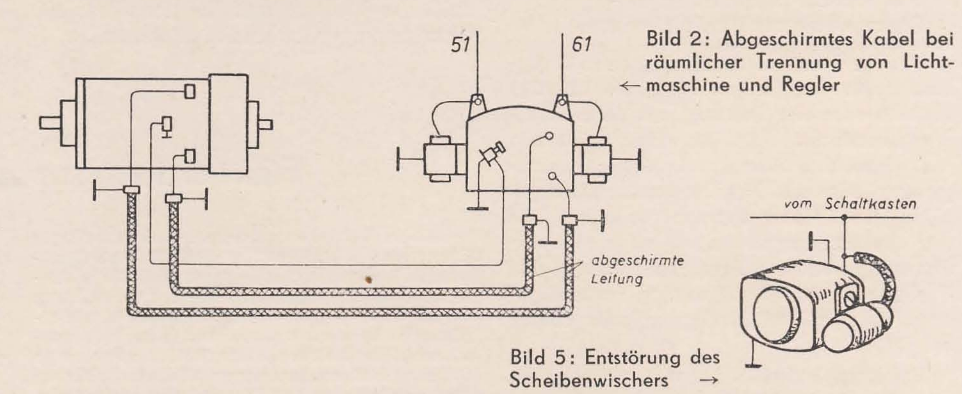


Bild 2: Abgeschirmtes Kabel bei räumlicher Trennung von Lichtmaschine und Regler

3. Verteiler

Zwischen Verteiler und Zündspule, dicht am Verteiler, ist ein Widerstand von 10 kΩ zu schalten (Bild 3). Gegebenenfalls müßte dieser Widerstand gegen einen solchen von 5 kΩ ausgewechselt und dann zusätzlich in jedes Ableitungskabel zu den Zündkerzen, ebenfalls so dicht wie

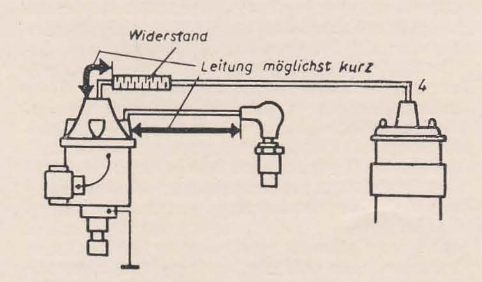


Bild 3: Entstörung durch Widerstand zwischen Zündspule und Verteiler

möglich am Verteiler, je ein Widerstand von 5 kΩ eingebaut werden. Die Leitungen zu den Zündkerzen sind kurz, der Abstand zwischen Hoch- und Niederspannungsleitungen dagegen groß zu halten, und zwar besonders dort, wo die Verlegung parallel erfolgt.

4. Zündspule

Zwischen Batterieanschlußklemme 15 und Masse wird ein Kondensator von 2,5 μF geschaltet (Bild 4). Sollten die

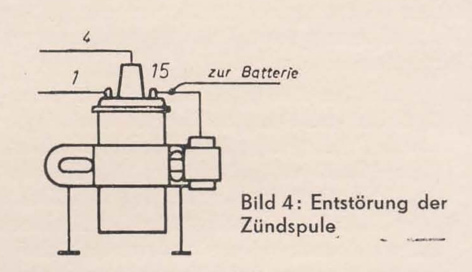


Bild 4: Entstörung der Zündspule

Störungen weiterhin wirksam sein, ist der Kondensator auf 10 bis 15 μF zu erhöhen, wobei auch hier die Verbindung nach Masse möglichst kurz gehalten wird. Das Kabel von der Batterie zur Zündspule ist am besten mit einem Metallschlauch zu versehen, der ebenfalls mehrmals gut mit Masse verbunden wird.

Bild 5: Entstörung des Scheibenwischers →

5. Scheibenwischer

Bei einem Metallgehäuse wird der Wischer an der isoliert abgehenden Leitung entstört (Bild 5). Wischermotoren mit Bakelitgehäuse müssen eventuell zusätzlich mit einer Metallkappe abgeschirmt werden.

6. Fahrzeugräder

Durch die Reibung der Räder können bei trockenem Wetter elektrostatische Aufladungen erfolgen, die Störungen hervorrufen. Solche Störungen lassen sich leicht feststellen, wenn das Fahrzeug bei stehendem Motor bergab rollt; denn bei Betätigung der Fußbremse werden sie so-

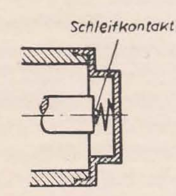


Bild 6: Ableitung der elektrischen Aufladungen an den Fahrzeugrädern

gleich verschwinden. Ein Schleifkontakt, der Radachse und Radnabe leitend verbindet, beseitigt diese Störungen.

7. Zündkerzen

a) Entstörung durch Entstörstecker

Diese Stecker bestehen aus Kabelschuhen mit eingebautem Widerstand von 10 kΩ (Bild 7).

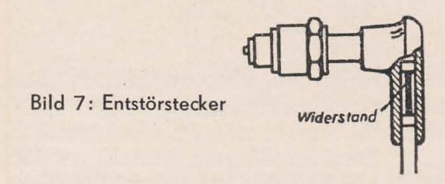


Bild 7: Entstörstecker

Bei der Verwendung ist besonders darauf zu achten, daß der Kabelanschluß einwandfrei ausgeführt ist, da sonst durch Überspringen von Funken zusätzliche Störungen entstehen.

b) Entstörung durch Entstörkerze

Hier ist im Kerzenisolator ein Widerstand von etwa 10 kΩ eingebaut (Bild 8). Die durch den Zündfunken hervorgerufenen elektromagnetischen Schwingungen werden durch diesen Widerstand gedämpft.

Sind nun alle Entstörungsmaßnahmen getroffen, kann die Anlage auf störungsfreien Empfang überprüft werden. Am besten läßt sich diese Prüfung auf der Autobahn oder auf freier Landstraße durchführen. Der Empfänger wird auf volle Lautstärke und die Tonblende auf „hell" gestellt, ohne dabei einen Sender zu empfangen. Zeigen sich trotzdem Störungen, so muß ihre Quelle systematisch eingekreist werden.

Zündstörungen liegen vor, wenn beim Abschalten der Zündung die Störungen schlagartig aufhören.

Lichtmaschinen- und Reglerstörungen setzen aus, wenn der Motor des rollenden Fahrzeuges bei angeschalteter Zündung ausgekuppelt oder der Antriebsriemen von der Lichtmaschine abgenommen wird.

Alle anderen Störungen werden durch Ein- und Ausschalten der betreffenden Geräte ermittelt.

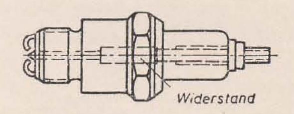


Bild 8: Entstörkerze

In jedem Falle ist die Antenne, ihre Befestigung und Zuleitung, vorher genauestens zu überprüfen und gegebenenfalls in Ordnung zu bringen.

Zum Aufsuchen von Funkstörquellen eignen sich die Störprüfgeräte hervorragend. Hier braucht man nur den Taster des Gerätes nach einem festen Plan (Bild 9) bei möglichst konstanter Drehzahl des Motors anzulegen. Der Zeigerausschlag des Prüfgerätes gibt ein Bild von der Störverseuchung an der betreffenden Stelle, die dann zu beheben ist.

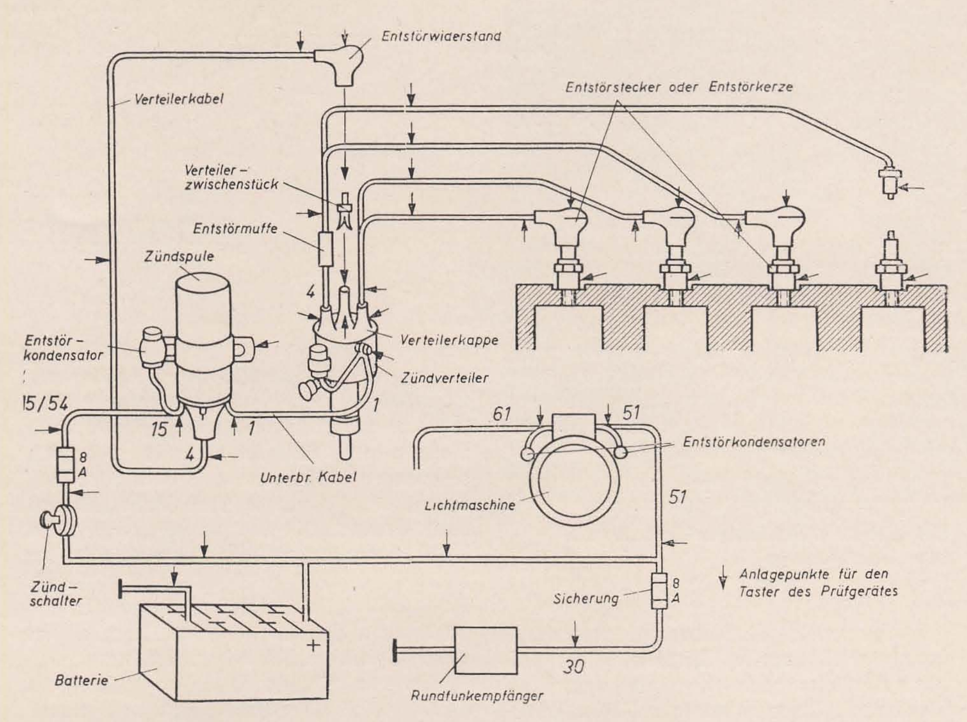


Bild 9: Anlageplan für den Taster eines Störprüfgerätes

Befristete Arbeitsverhältnisse

In der Regel werden Beschäftigungsverhältnisse auf unbestimmte Dauer eingegangen. Derartige Vertragsverhältnisse können nach der Verordnung über das Kündigungsrecht mit einer Frist von drei bzw. vierzehn Tagen oder durch eine fristlose Entlassung aufgelöst werden. Nicht selten sind jedoch auch befristete oder zeitlich begrenzte Arbeitsverhältnisse. Bei diesen wird der Vertrag für eine bestimmte kalendermäßig feststehende Zeit abgeschlossen. Möglich ist es jedoch auch, einen befristeten Arbeitsvertrag zur Übernahme einer bestimmten (zeitlich abgrenzbaren) Arbeit einzugehen. Für derartige zeitlich begrenzte Beschäftigungsverhältnisse gelten eine Reihe besonderer arbeitsrechtlicher Bestimmungen. Im folgenden sei auf die wichtigsten derselben kurz eingegangen.

Grundsätzlich sind derartige Arbeitsvertragsverhältnisse rechtlich zulässig. Sie dürfen jedoch die Dauer von sechs Monaten nicht überschreiten. Wird das befristete Vertragsverhältnis für einen längeren Zeitraum als einen Monat abgeschlossen, dann bedarf der Vertrag der Schriftform. Es handelt sich hierbei um eine zwingende Vorschrift, die im Interesse der Rechtssicherheit unbedingt einzuhalten ist. Nach Ablauf der vertraglich festgelegten Zeit oder nach Erledigung der betreffenden und bestimmten Arbeiten endet der Vertrag automatisch, ohne daß es einer vorherigen Kündigung oder der Einhaltung einer Kündigungsfrist bedarf. Es ist auch weder die Angabe eines Kündigungsgrundes erforderlich, noch bedarf die Auflösung bzw. Beendigung der Zustimmung der BGL oder der Leitung der Gewerkschaftsgruppe für Kleinbetriebe (GfK). Der Beschäftigte hat auch nicht die Möglichkeit, gegen die Beendigung das Arbeitsgericht anzurufen.

Ist ein zeitlich begrenztes Arbeitsverhältnis durch Zeitablauf beendet, so kann es von den Vertragspartnern fortgesetzt werden. Entweder kann dann ein neuer (ebenfalls befristeter) Arbeitsvertrag abgeschlossen werden, oder das Verhältnis kann in ein unbefristetes (zeitlich unbeschränktes) umgewandelt und als solches fortgesetzt werden. Wird das Verhältnis durch einen ebenfalls befristeten Vertrag fortgesetzt, so muß die Vorschrift beachtet werden, daß die gesamte (befristete) Beschäftigung die Höchstdauer von sechs Monaten nicht überschreiten darf. Nach Ablauf dieser sechs Monate gilt die Beschäftigung (ohne Rücksicht auf den Willen der Vertragschließenden) als unbefristetes Verhältnis, das nur unter Einhaltung der Vorschriften der Kündigungsverordnung gelöst werden kann. Es gilt dies auch dann, wenn die befristete Beschäftigung die Dauer von sechs Monaten nur um einen Tag überschreitet.

Auch die in einem befristeten Arbeitsverhältnis stehenden Beschäftigten haben Anspruch auf Erholungsurlaub. Für jeden Monat der Beschäftigung haben sie Anspruch auf ein Zwölftel des ihnen zustehenden Jahresurlaubes. Dieser Urlaub muß innerhalb der Beschäftigungszeit gegeben werden. Dies ist erforderlich, da ja die Urlaubsgewährung eine Freistellung von der Arbeitsleistung bedeutet. Nach Beendigung der Beschäftigung ist jedoch eine Freizeitgewährung praktisch unmöglich. Es ist weiter darauf zu achten, daß durch die Urlaubsgewährung die Höchstdauer der Beschäftigung (sechs Monate) nicht überschritten werden darf. Kann der Urlaub, etwa infolge einer Erkrankung des Beschäftigten, innerhalb der Beschäftigungszeit nicht gegeben werden, so darf er nicht durch Geld usw. abgegolten werden. Es erlischt in diesem Falle für den Betrieb die Pflicht, den Urlaub überhaupt zu gewähren. Der Betrieb, in den der Ausgeschiedene eintritt, hat dann diesen Urlaub nachzugeben.

Die sonstigen arbeitsrechtlichen Vorschriften (Bezahlung von Überstunden, Feier- und Sonntagsarbeit, Einhaltung der Arbeitszeit, Arbeitsschutz usw.) gelten vollinhaltlich auch für befristete Arbeitsverhältnisse. Der Beschäftigte hat ebenfalls Anspruch auf den sogenannten Lohnausgleich (Zahlung des Differenzbetrages zwischen dem Krankengeld aus der Sozialversicherung und 90 % seines Nettodurchschnittsverdienstes), wenn er infolge Krankheit oder wegen eines Betriebsunfalles arbeitsunfähig ist. Wichtig ist hierbei, daß der Anspruch des Beschäftigten auf den Ausgleich mit der automatischen Beendigung des Beschäftigungsverhältnisses wegfällt. Hierbei spielt es keine Rolle, ob der Ausgeschiedene noch weiterhin arbeitsunfähig ist oder nicht. Anders ist die Rechtslage jedoch dann, wenn die Arbeitsunfähigkeit durch einen Betriebsunfall ausgelöst wurde oder wenn es sich um eine anerkannte Berufskrankheit handelt. In diesen Fällen ist die Auflösung oder Beendigung des Arbeitsverhältnisses ohne Bedeutung für die Zahlungspflicht des Betriebes. Auch über die Beendigung des befristeten Arbeitsverhältnisses hinaus muß der Betrieb den Zuschuß (Lohnausgleich) bis zur Wiederherstellung der Arbeitsfähigkeit des Beschäftigten oder bis zum Eintritt der Invalidität zahlen.

kl—s.

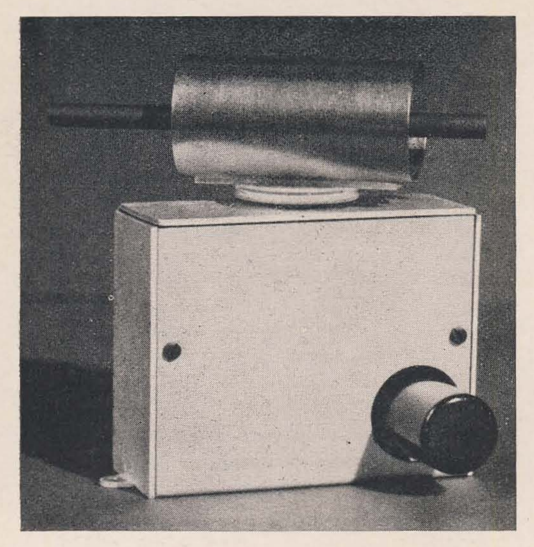


Bild 1: Ansicht des fertigen Gerätes nach beendeter Montage

OTTO ERNST

Bauanleitung für eine Ferritante

Die erhoffte Verbesserung der Empfangsverhältnisse im Mittelwellenbereich nach Einführung des Kopenhagener Wellenplanes ist nur in wenigen Fällen Wirklichkeit geworden. Bedingt durch die begrenzte Leistung und durch Zuteilung von Frequenzkanälen, die teilweise von anderen Sendern mitbenutzt oder gestört werden, ist besonders in Deutschland über schlechten Empfang zu klagen.

Mit erhöhter Trennschärfe können benachbarte Stationen zwar unterdrückt werden, sie nützt aber nichts, wenn der empfangene Kanal durch Mitbenutzer gestört ist. Die ersten Berichte über Ferritpeilantennen ließen daher hoffen, diesem Übel begegnen zu können. Die Erfahrungen zeigten aber inzwischen die Vor- und Nachteile. Es besteht unbedingt — bei richtig geschirmtem Ferritstab — eine sehr starke Richtungsabhängigkeit. Das sehr scharfe Minimum in Antennenrichtung auf den zu unterdrückenden Sender dämpft diesen fast vollständig, bleibt aber leider teilweise unwirksam, wenn sich mehrere Störsender in einem Kanal befinden oder Störer und der gewünschte Sender gemeinsam im Maximum liegen. Ähnliche Verhältnisse können auch durch Stahlkonstruktionen größerer Gebäude auftreten. Ferner ist zur Verstärkung der geringen Antennenspannung eine zusätzliche HF-Vorstufe erforderlich.

Wenn trotz dieser Betrachtungen viele Firmen ihre Empfänger mit organisch eingebauten Ferritantennen ausstatten, sollten die Vorzüge den Mehraufwand rechtfertigen. Nach einer Mitteilung des VEB Keramische Werke Hermsdorf in der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK, H. 6/1953, ist zu hoffen, daß auch in der Deutschen Demokratischen Republik in Kürze Maniferstäbe angeboten werden.

Ein vor einigen Monaten gefertigtes Gerät (Bild 1) wurde jetzt mit einem Maniferstab ausprobiert und zeigte gute Eigenschaften. Die Beschreibung soll dem an einem Nachbau interessierten Leser die wichtigsten Daten vermitteln, der mechanische Teil bleibt dabei aber weitgehendst individuellen Erfordernissen überlassen.

Grundsätzlich läßt sich die Ferritantenne als abgestimmter HF- oder als Breitbandverstärker aufbauen. Der ersteren Form wird man wegen der hohen Stufenverstärkung den Vorzug geben, besonders, wenn es sich um die Neuanfertigung eines Empfängers handelt und Eingriffe in die Vorkreise ohne größere Komplikationen durchgeführt werden können. Die Windungszahlen für den gitterseitigen Ferritstab lassen sich bei bekanntem Drehko aus den untenstehenden Daten bestimmen. Der Aufbau dürfte kaum Schwierigkeiten bereiten. Unangenehm ist allerdings die Zweiknopfbedienung, da der Ferritstab bei Senderwechsel stets nachgestellt werden muß.

Einfach in der Bedienung dagegen ist die Ferritbreitbandantenne. Durch eine Nockenwalze auf dem Rotorteil wird die Außenantenne in Endstellung selbsttätig eingeschaltet. Die Empfindlichkeit gegenüber der obigen Ausführung ist natürlich geringer, gewährleistet jedoch einwandfreien Empfang.

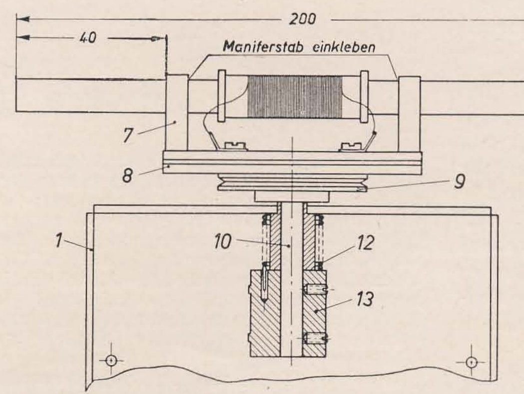
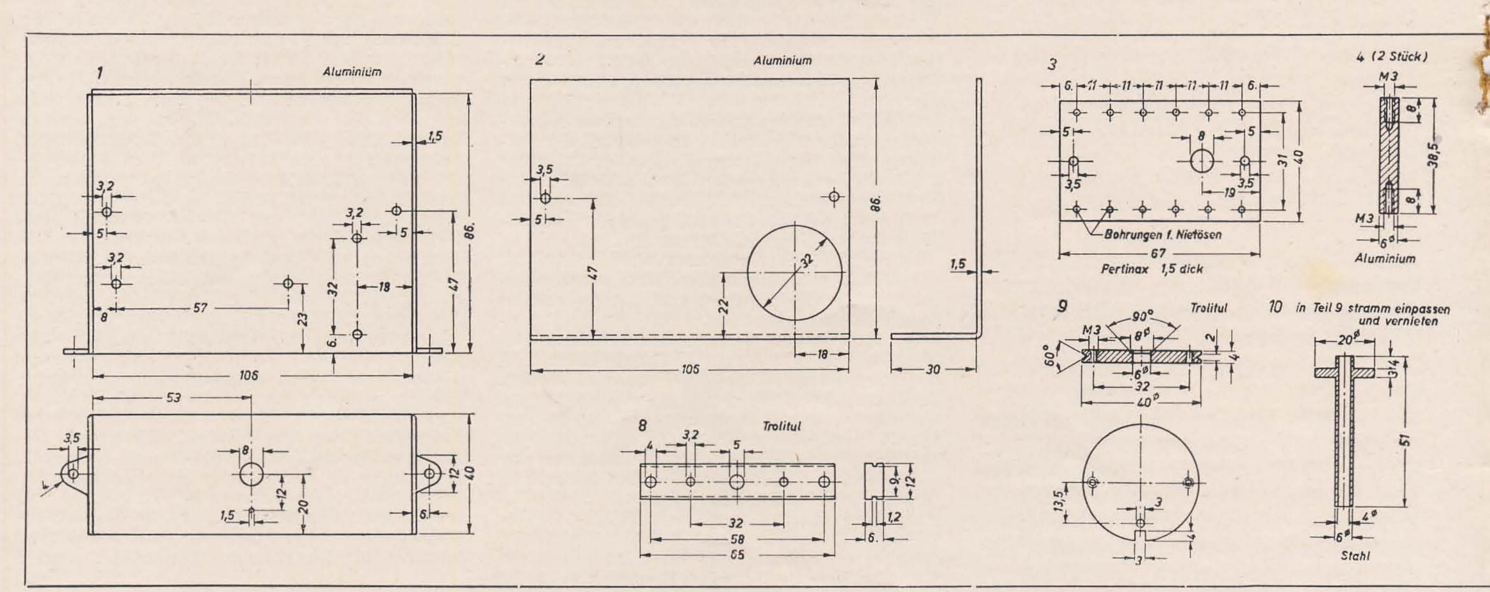


Bild 2: Mit Hilfe des Montageplanes läßt sich der Zusammenbau der im Bild 3 dargestellten Einzelteile leicht durchführen

Die Schaltung der Ferritbreitbandantenne erfolgt nach Bild 6. Die gitter- und anodenseitigen Resonanzkreise haben ein hohes LC-Verhältnis, da die Kreiskapazitäten nur durch Schalt- und Röhrenkapazitäten gebildet werden. Beide



tenne

Bild 4: Frequenzgang des beschriebenen Gerätes im Mittelwellenbereich

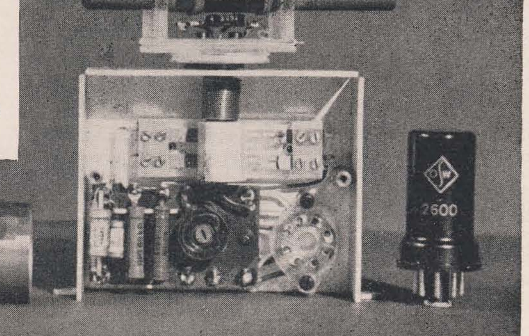


Bild 5: Der Abschirmzylinder und das Abdeckblech der gefertigten Breitbandantenne sind entfernt, so daß die vorgenommene Verdrahtung leicht erkennbar ist ↓

Kreise arbeiten mit gegeneinander verstimmten Resonanzfrequenzen, wodurch sich bei ausreichender Spulendämpfung durch R_1 und R_2 eine über dem gesamten Mittelwellenbereich nahezu gleichbleibende Verstärkung ergibt. Durch Variieren von R_1 und R_2 kann die Kurve (Bild 4) korrigiert werden, ebenso beeinflußt der relativ kleine, am Schirmgitter liegende Kondensator den Frequenzgang geringfügig. Der Katodenwiderstand der steilen HF-Pentode 6 A C 7 wurde mit Rücksicht auf geringeren Anodenstrom vergrößert. Den meisten Empfängernetzteilen wird diese zusätzliche Belastung von 10 mA dann noch zumutbar sein.

Die Wickeldaten für den Maniferstab und die Anodenkreisdrossel sind der untenstehenden Aufstellung zu entnehmen. Um die Eigenkapazität der Wicklung L_1 klein zu halten, wird über den 9 mm starken, 200 mm langen Stab ein etwa 40 mm langer Isolierschlauch geschoben und die Spule einlagig gewickelt.

An den Enden aufgezogene schmale Isolierschlauchringe halten Wicklungsanfang und Wicklungsende, die man anschließend mit einem dünnen Zaponlacküberzug festlegt. L_2 besteht aus 3 × 87 Windungen, 0,12-CuL-Draht und wird im fertigen Gerät auf etwa 1300 kHz abgeglichen. L_3 findet mit 65 Windungen in der vierten Kammer Platz.

L_1 Maniferstab
150 Windungen, 0,12 CuL, 2,6 mH

L_2 Vogt-Vierkammer-Spule
3 × 87 Windungen, 0,12 CuL, 1,5 mH

L_3 Vogt-Vierkammer-Spule
65 Windungen, 0.12 CuL, 80 μH

Wie eingangs erwähnt, ist die mechanische Ausführung den räumlichen Platzverhältnissen anzupassen. Weiterhin wird der Aufbau durch die erforderliche 180°-Schwenkung des Ferritstabes durch Seilzug oder Rändelscheibe sowie die eventuelle selbsttätige Einschaltung der Außenantenne in der Endstellung bestimmt. Grundsätzlich muß jedoch immer eine einwandfreie statische Schirmung des Stabes und der Schaltelemente bei kurzer Leitungsführung gewährleistet sein, wenn die Richtwirkung nicht in Frage gestellt werden soll. Die Innenansicht der nach den Teilzeichnungen gefertigten Breitbandantenne zeigt Bild 5. Gehäuse (Teil 1) und Abdeckblech (Teil 2) sind aus 1,5 mm starkem Aluminiumblech gefertigt. In der oberen Stirnfläche des Gehäuses ist das Lager (Teil 11) zur Aufnahme des Hohlzapfens (Teil 10) für den Rotorteil eingenietet. Mit diesem ist die Schnurscheibe (Teil 9) vernietet, die wiederum den Antennenhalter (Teile 7 und 8) trägt. Die in Teil 8 eingearbeitete Nut dient zur Aufnahme des Abschirmzylinders (Teil 6). Auf dem unteren Teil des Hohlzapfens ist die Schaltwalze (Teil 13) zur Betätigung der Kontakte befestigt. In Ruhestellung ist die Anodenspannung der 6 AC 7 unterbrochen, die unterste Kontaktzunge schaltet die Außenantenne an. Beim Drehen der Antenne schalten die Kontakte auf Ferritantenne und schließen gleichzeitig den Anodenkreis. Die Rückholfeder (Teil 12) schwenkt bei entgegengesetzter Drehung des Bedienungsknopfes die Antenne wieder in die Ruhestellung. Die Isolierstücke für den Kontaktsatz sind nach den vorhandenen Zungen zu fertigen (im beschriebenen Gerät wurden etwas abgeänderte Sätze mit Silberkontakten des Telegrafenrundrelais verwendet). Der Röhrensockel sowie das Pertinaxbrettchen (Teil 3) ruhen auf kleinen Distanzbolzen (Teile 5 und 14). Außer zur Aufnahme der Spule L_2, der Widerstände und Kondensatoren bilden die Lötösen des Brettchens gleichzeitig die Stützpunkte für die nach unten herausgeführten Empfängeranschlüsse. Bei längerer Antennenleitung ist diese zu schirmen.

Bild 3: Die Teilzeichnungen der für den mechanischen Aufbau der Ferritantenne notwendigen Teile gestatten einen direkten Nachbau des im Bild 1 dargestellten Gerätes

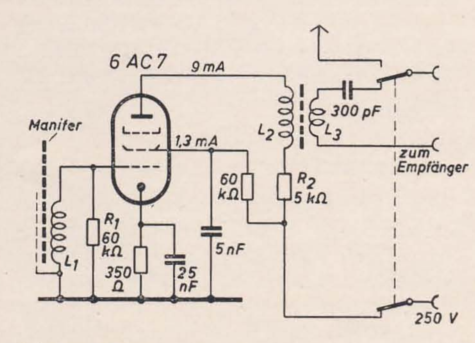


Bild 6: Schaltung der Ferritantenne

Da es sich bei der Ferritantenne hauptsächlich um eine richtungsabhängige Zimmerantenne handelt, ist die vom Breitbandverstärker abgegebene Antennennutzspannung mit dieser zu vergleichen. Bei optimaler Anpassung an den Empfängereingang dürfte die Ferritantenne allerdings überlegen sein.

Ein neuer Mittelwellensender in Polen

Am 21. Juli d. J. wurde in Warschau ein neuer Großsender, der sogenannte Zentralmittelwellensender, feierlich in Betrieb genommen, der seine Sendungen mit den

Frequenzen 737 kHz = 407 m und
817,5 kHz = 367 m

ausstrahlt. Hinsichtlich seiner Leistung ist er der stärkste und gleichzeitig auch modernste polnische Rundfunksender auf Mittelwelle. Sein Aufbau und die Inbetriebnahme sind der Hilfe sowjetischer Spezialisten zu verdanken. Der neue Sender gehört zu den größten Errungenschaften der modernen Rundfunktechnik. Das Bauprojekt dazu sowie alle Einrichtungen einschließlich des gewaltigen Funkturms wurden von der Sowjetunion geliefert. Ein deutschsprachiges Programm des neuen Senders wird täglich in der Zeit von 19.30 bis 20.00 Uhr auf der Frequenz 817,5 kHz gesendet.

WERNER TAEGER

Der moderne Breitbandverstärker

Nachdem in dem Beitrag „Die Technik der Breitbandverstärker", erschienen in der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK, H. 8/1953, S. 232—236, die klassischen Verstärkerschaltungen, RC-Verstärker und Resonanzverstärker, behandelt wurden, sollen in einer abschließenden Betrachtung die modernen Breitbandverstärker, der Katoden- und der Kettenverstärker, untersucht werden.

Der Katodenverstärker, wegen seines hohen Eingangs- und geringen Innenwiderstandes auch gelegentlich als Impedanzwandler bezeichnet, wird im Fernsehempfänger besonders in den Eingangsstufen angewendet. Der Kettenverstärker wird überall dort eingesetzt, wo extrem hohe Frequenzen, zum Beispiel im Dezimeterbereich, noch mit wirtschaftlichen Verstärkungsziffern verarbeitet werden müssen.

Katodenverstärker[1])

Es ist eine bekannte Tatsache, daß der Frequenzgang eines beliebigen Verstärkers durch Gegenkopplung weitgehend linearisiert werden kann. Der Katodenverstärker ist ein 100% gegengekoppelter Verstärker, dessen Spannungsverstärkungsziffer stets kleiner als 1, dessen Leistungsverstärkung aber wegen des hohen Eingangs- und niedrigen Ausgangswiderstandes größer als 1 ist. Für Breitbandstufen, insbesondere als Antennenverstärker, wird aus verschiedenen Gründen oft die Anodenbasisschaltung, wie man den Katodenverstärker auch nennt, verwendet. Neben ihrer guten Frequenzlinearität ist es der geringe Klirrfaktor, der die Anodenbasisschaltung auszeichnet. Für UKW- und Fernsehgeräte wirkt

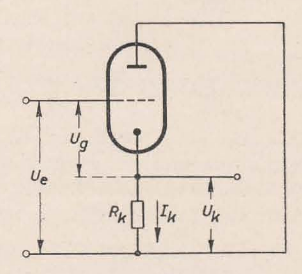


Bild 1: Prinzipschaltbild des Katodenverstärkers

sich außerdem der Umstand günstig aus, daß das Rauschproblem, das bei extrem hohen Frequenzen häufig zu Schwierigkeiten führt, beim Katodenverstärker leicht gelöst werden kann. Aus Bild 1 lassen sich folgende Beziehungen ablesen:

$$U_k = R_k \cdot I_k\,,\qquad U_g = U_e - U_k\,. \qquad (1)$$

Weiter gilt

$$I_k = \frac{U_g}{D} \cdot \frac{1}{R_i + R_k}\,. \qquad (2)$$

Mit $V = \frac{U_k}{U_e}$ ist daher die Verstärkung des Katodenverstärkers

$$V = \frac{U_k}{U_k + U_g} = \frac{1}{1 + \frac{U_g}{U_k}} = \frac{1}{1 + \frac{D}{R_k}(R_i + R_k)}\,,$$

$$V = \frac{S \cdot R_k}{1 + S \cdot R_k + \frac{R_k}{R_i}}\,. \qquad (3)$$

Falls der Innenwiderstand R_i der Röhre groß gegen R_k ist, kann in (3) der Summand $\frac{R_k}{R_i}$ im Nenner unterdrückt werden. Liegt dem Arbeitswiderstand R_k eine Kapazität C parallel, so ist die Gleichung der Verstärkung einer Katodenverstärkerstufe, wie sie in der Fernsehtechnik häufig angewendet wird,

$$V = \frac{S \cdot R_k}{(1 + j\omega C \cdot R_k)\left(1 + \frac{S \cdot R_k}{1 + j\omega C \cdot R_k}\right)} \qquad (4)$$

mit dem Absolutwert

$$|V| = \frac{S \cdot R_k}{\sqrt{(1 + S \cdot R_k)^2 + (\omega C \cdot R_k)^2}}\,. \qquad (4a)$$

Setzt man $R_k = \infty$, so erhält man die Leerlaufspannung, sie ist Ug. Ebenso findet man leicht den Kurzschlußstrom für $R_k = 0$ aus (2)

$$I_k = \frac{U_g}{D \cdot R_i} = S \cdot U_g\,. \qquad (5)$$

Aus dem Verhältnis von Leerlaufspannung zu Kurzschlußstrom ergibt sich der dynamische Innenwiderstand R_i der Anodenbasisschaltung,

$$R_i = \frac{U_g}{I_k} = \frac{U_g}{S \cdot U_g} = \frac{1}{S}\,. \qquad (6)$$

Der Innenwiderstand ist also nicht konstant, er nimmt mit wachsender Röhrensteilheit ab. Bei hoher Aussteuerung der Stufe nimmt die Steilheit in Abhängigkeit von der Gitterwechselspannung verschiedene Werte an, so daß sich bereits innerhalb einer Periode der sinusförmig angenommenen Spannung der dynamische Innenwiderstand ändert.

Soll an einen Röhrenverstärker ein niederohmiges Kabel angeschlossen werden (zum Beispiel innerhalb eines Fernsehstudios), so verwendet man gern eine Anodenbasisstufe in einer Schaltung entsprechend Bild 2. Nehmen wir an, es handelt sich um ein Kabel, das sowohl am Anfang als auch am Ende mit 250 Ω abgeschlossen werden muß. Verwendet man eine Röhre mit einer Steilheit von 4 mA/V, so ist deren dynamischer Innenwiderstand gerade 250 Ω. Das Kabel wird in die Katodenzuleitung der Röhre geschaltet und am Ende mit dem Katodenwiderstand von 250 Ω abgeschlossen. Die Gleichspannung am Kabelausgang beträgt hier nur einige Volt, so daß sich in dieser Hinsicht keine Schwierigkeiten ergeben.

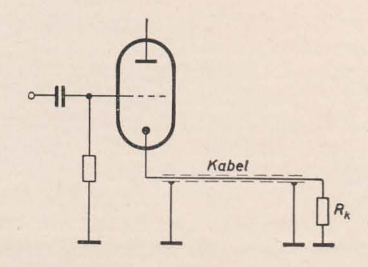


Bild 2: Anschluß eines niederohmigen Kabels an einen Katodenverstärker

Der Kettenverstärker

Soll mit den üblichen Röhren ein Verstärker mit einer gleichmäßigen Frequenzkurve von 0 bis 300 MHz aufgebaut werden, lassen sich die bisher besprochenen Verstärkerschaltungen nicht mehr anwenden; denn es gibt für alle bekannten Schaltungen eine Kennfrequenz, die sich durch noch so raffinierte Kopplungsmethoden nicht überschreiten läßt. Besonders im Hinblick auf die kommende Entwicklung, die die Anwendung immer höherer Frequenzen erfordert, erscheint es geboten, Schaltungen und Methoden zu entwickeln, für die diese Einschränkungen keine Gültigkeit mehr besitzen. Der Versuch, etwa durch Parallelschalten einer Anzahl von Röhren die Steilheit zu erhöhen, ist aussichtslos, da mit der Steilheit im gleichen Verhältnis auch die störenden Kapazitäten wachsen. Trennt man aber die Kapazitäten c_e und c_a der Röhren auf und verteilt sie gleichmäßig als Querkapazitäten auf je eine künstliche Leitungsnachbildung, so läßt sich das Problem elegant lösen. Nach Bild 3 besteht der Verstärker aus den beiden Wellenleitungen I und II, die so dimensioniert sind, daß für beide die gleiche Wellengeschwindigkeit gilt. Durch die Gitterkapazitäten c_e der n gleichartigen Verstärkerröhren, die als Querkapazitäten gleichmäßig über die Leitung verteilt sind, und die Längsinduktivitäten L_e entsteht die Wellenleitung I, entsprechend aus den Ausgangskapazitäten c_a in Verbindung mit den Induktivitäten L_a die Wellenleitung II. Die Klemmen 1 — 1 der Gitterleitung bilden den Eingang des Verstärkers, an den Klemmen 2 — 2 wird diese Leitung durch einen Widerstand geeigneter Größe abgeschlossen. Die Wellenleitung II ist an beiden Seiten durch Widerstände Z_a gleich dem Wellenwiderstand dieser Leitung abgeschlossen, an den Klemmen 4 — 4 wird die verstärkte Signalspannung abgenommen. Bei der

[1]) Vergleiche DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 2/1953, S. 41—46, Über die Eigenschaften der Anodenbasisschaltung.

Annahme, daß beide Leitungen verlustfrei seien, sind die Wellenwiderstände beider Leitungen

$$Z_e = \sqrt{\frac{L_e}{c_e}} \quad \text{und} \quad Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{c_a}}. \qquad (7)$$

(Wellenwiderstand einer Drosselkette.)

Mit Hilfe dieser Schaltung ist es möglich, die wirksame Steilheit des Verstärkers durch eine genügende Anzahl von Röhren auf einen beliebigen Wert zu bringen, natürlich unter der Voraussetzung, daß die in einem Abschnitt der Leitungen auftretenden Verluste geringer als die Verstärkung in diesem Abschnitt, also in einer Röhre, sind.

Die Berechnung eines Kettenverstärkers ist verhältnismäßig einfach, wenn man die Verluste unberücksichtigt läßt. Eine an die Eingangsklemmen 1 — 1 angelegte Spannung U erzeugt in jeder Röhre einen Anodenstrom U · S. An jeder Röhre ist nun eine wirksame Anodenimpedanz $\frac{1}{2} \cdot Z_a$ vorhanden, wodurch ein Spannungsabfall $\frac{1}{2} \cdot U \cdot S \cdot Z_a$ entsteht.

Bild 3: Prinzipschaltbild einer Stufe des Kettenverstärkers

In einer Stufe mit n Röhren ist daher die Spannungsverstärkung

$$V = \frac{1}{2} n \cdot S \cdot Z_a. \qquad (8)$$

Sollen mehrere solcher Stufen in üblicher Weise hintereinander geschaltet werden (in Kaskade), so ist eine Anpassung der Ausgangsimpedanz Z_a an die Eingangsimpedanz Z_e der folgenden Stufe durch einen Übertrager notwendig. In einem mehrstufigen Verstärker ist dann die Verstärkung von Gitter zu Gitter zweier aufeinanderfolgender Stufen

$$V = \frac{n \cdot S \cdot Z_a}{2 \cdot \sqrt{\frac{Z_a}{Z_e}}} = \frac{n \cdot S \sqrt{Z_a \cdot Z_e}}{2}. \qquad (9)$$

Bekanntlich ist die Grenzfrequenz einer Leitung mit den gleichmäßig verteilten Längsinduktivitäten L und Querkapazitäten C

$$f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}. \qquad (10)$$

Da der Wellenwiderstand dieser Leitung gleich $\sqrt{\frac{L}{C}}$ ist, gilt für die Grenzfrequenz

$$f_0 = \frac{1}{\pi \cdot Z \cdot C}. \qquad (10a)$$

Daraus erhält man für die Wellenwiderstände der Gitter- und Anodenleitungen die Ausdrücke

$$Z_a = \frac{1}{\pi \cdot f_0 \cdot c_a}$$

$$\text{und} \quad Z_e = \frac{1}{\pi \cdot f_0 \cdot c_e}, \qquad (11)$$

die, in (9) eingesetzt,

$$V = \frac{n \cdot S}{2\pi f_0 \sqrt{c_a \cdot c_e}} \qquad (12)$$

ergeben.

Führt man nun hierin die durch die Gleichung $f_k = \frac{S}{\pi \sqrt{c_a \cdot c_e}}$ definierte Kennfrequenz f_k ein, so erhält man die anschauliche Beziehung für die Verstärkung

$$V = \frac{n \cdot f_k}{2 \cdot f_0}. \qquad (12a)$$

Diese Beziehung läßt erkennen, daß man durch Erhöhen der Röhrenzahl n die Grenzfrequenz f_0 des Kettenverstärkers beliebig weit über die Kennfrequenz f_k hinausschieben kann. Die Gesamtverstärkung V_{ges} eines Verstärkers mit m Stufen ist dann in bekannter Weise

$$V_{ges} = \left(\frac{n \cdot f_k}{2 \cdot f_0}\right)^m. \qquad (13)$$

Die Aufteilung der Gesamtzahl N = m . n Röhren, also die günstigste Anzahl der Stufen m und Röhren n innerhalb einer Stufe ergibt sich aus der folgenden kurzen Rechnung: Aus (13) folgt

$$(V_{ges})^{\frac{1}{m}} = \frac{n \cdot f_k}{2 \cdot f_0}$$

oder

$$n = 2 \frac{f_0}{f_k} (V_{ges})^{\frac{1}{m}}. \qquad (13a)$$

Damit wird die Gesamtröhrenzahl

$$N = n \cdot m = 2 \cdot m \cdot \frac{f_0}{f_k} (V_{ges})^{\frac{1}{m}}. \qquad (14)$$

Durch Differenzieren dieser Gleichung nach m erhält man

$$\frac{dN}{dm} = 2 \frac{f_0}{f_k} V_{ges}^{\frac{1}{m}} \left(1 - \frac{\ln V_{ges}}{m}\right). \qquad (14a)$$

Aus dieser Gleichung findet man durch Nullsetzen, daß das Minimum für die Röhrenzahl N dann die Gesamtverstärkung abgibt, wenn die Verstärkerstufenzahl m entsprechend der Bedingung

$$m = \ln V_{ges}, \; V_{ges} = e^m, \; V_{ges}^{\frac{1}{m}} = e \qquad (15)$$

gewählt wird, wobei e die Basis der natürlichen Logarithmen ist. Die Röhrenzahl n jeder Stufe muß nach dieser Bedingung

$$n = 2 \frac{f_0}{f_k} \cdot e \qquad (16)$$

betragen, wie man durch Einsetzen von (15) in (13a) leicht ausrechnen kann. Die in jeder Verstärkerstufe erforderliche Röhrenzahl ist demnach nur dem Quotienten aus Grenzfrequenz f_0 und Kennfrequenz f_k proportional, während die Zahl der Verstärkerstufen $m = \ln V_{ges}$ nur eine Funktion der verlangten Gesamtverstärkung V_{ges} ist.

Mathematische Zeichen

Das Zeichen für „bis"

In Druckerzeugnissen und Schriften setzt man für das Wort „bis" im allgemeinen einen Strich, z. B.: Das Buch darf 3—4 DM kosten. Der Duden sagt hierzu: „Ein Strich (—) darf, aber muß nicht gesetzt werden, wenn „bis" einen Zwischenwert angibt". Früher hieß es, wenn „bis" mit „oder" bzw. „auch" vertauscht werden kann. Sind dagegen bestimmte Zahlen gemeint, so muß „bis" ausgeschrieben werden: Die Tagung dauerte vom 5. bis 9. Mai.

Etwas anders ist die Schreibweise in mathematischen, physikalischen und technischen Aufsätzen. Hier verwendete man für „bis" und „bis zu" früher das Zeichen ÷, das später aber wieder aufgegeben wurde, weil es in England und Amerika als Divisionszeichen benutzt wird. Im Normenblatt DIN 1302 sind für „bis" drei Punkte angegeben, und zwar sollen die drei Punkte in halber Höhe der Kleinbuchstaben stehen: 5 · · · 7. 5 . . . 7, wie man es oft findet, ist also nicht korrekt. Letztere Schreibweise wird man der Einfachheit halber vor allem bei Schreibmaschinenschrift doch anwenden, um die Schrifthöhe nicht dauernd verstellen zu müssen.

Die drei Punkte müssen unter allen Umständen in Formeln und bei mathematischen Angaben verwendet werden. Die Grenzzahlen gelten hierbei stets als eingeschlossen. Im Text von Artikeln usw. darf „bis" auch ausgeschrieben sein. Auf keinen Fall aber darf man hier einen Strich wie nach Angabe des Duden benutzen, da der Strich (—) mit dem Minuszeichen verwechselt werden kann. Das ist ja selbstverständlich, wenn man sich zum Beispiel die hierbei entstehende Schreibweise betrachtet: „Eine Gittervorspannung von —3 — —5 V". Einwandfrei ist nur: „Eine Gittervorspannung von —3 · · · —5 V".

Drei Punkte in halber Höhe der Kleinbuchstaben haben aber auch noch eine andere Bedeutung. Fehlt die Zahl hinter den Punkten, so fehlt damit die rechte Begrenzung, und die drei Punkte bedeuten „und so fort" bzw. „unbegrenzt", zum Beispiel $^1/_2 + {}^1/_4 + {}^1/_8 \cdots = 1$.

Fritz Kunze

Ing. FRITZ

Rundfunkröhren-Äquivalenzliste

In der nachfolgenden Aufstellung sind Rundfunk- und Fernsehröhren aufgeführt, die gleiche Daten und gleichen Sockel besitzen, einander also völlig entsprechen und miteinander austauschbar sind, in den einzelnen Ländern aber unter verschiedenen Bezeichnungen erscheinen. Außerdem wurden noch weitere sowjetische Röhren aufgeführt, für die es keine Paralleltypen gibt.

Zu beachten ist, daß bei den russischen Röhrenbezeichnungen oft unter den gleichen Röhrenziffern verschiedene Röhren erscheinen, die sich nur durch den Buchstaben hinter der eigentlichen Röhrenbezeichnung unterscheiden, zum Beispiel 6 Ж 4 = 6 AC 7, 6 Ж 4 П = 6 AU 6, 6 Ж 3 = 6 SH 7, 6 Ж 3 M = 1853, 6 Ж 3 П = 6 AG 5. Außerdem erscheinen dieselben Röhren in der Sowjetunion nicht nur unter der russischen Bezeichnung, sondern manchmal auch unter der amerikanischen Bezeichnung, zum Beispiel als 6 Ж 4 und als 6 AC 7, teilweise auch mit russischen Buchstaben und amerikanischer Bezeichnung, zum Beispiel als 6 Ж 3 П und als 6 A Ж 5. Trotz der Vielseitigkeit kann diese Liste keinen Anspruch auf Vollständigkeit erheben, da man gerade bei den russischen Röhrenbezeichnungen allein auf die sowjetischen Fachzeitschriften angewiesen ist. Für Ergänzungen aus dem Leserkreis wären wir dankbar.

Sowjetische Zahlenröhren wurden nicht aufgeführt, da sie schon vor sehr langer Zeit gefertigt wurden und sich kaum äquivalente Röhrentypen im übrigen Europa oder in Amerika finden.

Die HF- oder OSW-Bezeichnungen, zum Beispiel OSW 3132 bzw. HF 3132 für die EF 96, der vom VEB Werk für Fernmeldewesen gefertigten Röhren sind veraltet und werden nur noch für Röhren verwendet, für die es keine äquivalente europäische oder amerikanische Bezeichnung gibt.

russische Bezeichnung	amerikanische Bezeichnung	europäische Standardbezeichnung	HF-, OSW-Bezeichnung
1 A 1 П	1 R 5 T		
1 Б 1 П	1 S 5 T		
1 K 1 П	1 T 4 T		
1 H 3 C			
1 Ц 1		1 Z 1	3136
1 Ц 1 C			
1 Ц 7 C			
2 A 2 M			
2 Г 2 M			
2 Д 1 M(C Б 242)			
2 Ж 1 M			
2 Ж 2 M			
2 K 1 M (CБ 245)			
2 K 2 M (CO 241)			
2 K 3 M			
2 H 1 M (CO 243)			
2 П 1 M (CБ 244)			
2 П 1 П			
2 П 2 M(CБ 258)			
2 П 2 П			
2 Ф 1 M (УБ 240)			
2 Ф 2 M			
2 Ц 2 C	2 X 2/879		
3 Ц 1 M			
5 Ц 3 C	5 U 4 G		
5 Ц 4 C	5 Z 4		3107
6 A 2 П			
6 A 7	6 SA 7		3104
6 A 8	6 A 8		
6 A 8 M	6 A 8 S		
6 A 10			
6 A 10 C			
6 A Ж 5	6 AG 5	EF 96	3132
6 Г 1	6 SR 7		
6 Г 2	6 SQ 7		3105
6 Г 7	6 Q 7	EBC 90	
6 Г 7 C	6 Q 7 G	EBC 90	
6 Б 2 П			
6 Б 8 M	6 B 8 SG		
6 Б 8 C	6 B 8 G		
6 Д 1 M	6 K 8 MS		
6 E 5	6 E 5 (Octalsockel)		3110
6 Ж 1 Ж	954	E 1 F	
6 Ж 1 П	6 AK 5	EF 95	
6 Ж 2 M	1851		
6 Ж 2 П	6 AS 6		
6 Ж 3	6 SH 7		3128
6 Ж 3 M	1853		
6 Ж 3 П	6 AG 5	EF 96	3132
6 Ж 4	6 AC 7		2190
6 Ж 4 П	6 AU 6	EF 94	
6 Ж 5	6 J 5		3112
6 Ж 6 M	6 J 7		
6 Ж 6 П	6 J 6	ECC 91	2025
6 Ж 6 C	Z 62 D		
6 Ж 7	6 J 7		
6 Ж 8	6 SJ 7		3127
6 K 1 Ж	956	E 2 F	
6 K 3	6 SK 7		3111
6 K 4	6 SG 7		
6 K 4 П	6 BA 6	EF 93	
6 K 6	6 K 6		
6 K 6 C	6 K 6 G		
6 K 7	6 K 7		
6 K 7 C	6 K 7 G		
6 K 9			
6 K 9 M			
6 Л 6	6 L 6		
6 Л 6 C	6 L 6 G		
6 Л 7	6 L 7		
6 H 1 П			
6 H 2 П	12 AX 7	ECC 83	
6 H 5 C			
6 H 7	6 N 7		
6 H 7 C	6 N 7 G		
6 H 8 M	6 SN 7		3129
6 H 8 C	6 SN 7 G		
6 H 9 M	6 SL 7		
6 H 9 C	6 SL 7 G		
6 H 10 M	6 SC 7		
6 H 10 C	6 SC 7 G		
6 H 15 П	6 J 6	ECC 91	2025
6 H 86			
6 П 1 П	6 AQ 5	EL 90	
6 П 3 C	6 L 6		
6 П 3 M	6 L 6 S		
6 П 3 C	6 L 6 G		3108
6 П 4 M	6 K 6		
6 П 4 C	6 K 6 G		
6 П 4 П	6 AR 5		
6 П 6	6 V 6		3106
6 П 7 C			
6 П 9	6 AG 7		2192
6 P 7	6 R 7		
6 C 1 Ж	955	E 1 C	
6 C 1 П	9002		
6 C 2 C	6 J 5 G		3112
6 C 4 C	6 B 4		
6 C 5	6 C 5		
6 Ф 5	6 F 5		
6 Ф 5 C	6 F 5 G		
6 Ф 6 C	6 F 6 G		3135
6 X 2 П	6 AL 5	EAA91	3131
6 X 6 M	6 H 6		
6 X 6 C	6 H 6 G		3109
6 Ц 4	6 X 4		
6 Ц 5 M	6 X 5		
6 Ц 5 C	6 X 5 G		3116
6 Ц 6			
12 Г 1	12 SR 7		
12 Г 2	12 SQ 7		
12 Ж 1 П		RV 12 P 2000	2191
12 Ж 8	12 SJ 7		3127
12 K 3	12 SK 7		3111
12 K 4	12 SG 7		
12 H 10 M	12 SC 7		
12 H 10 C	12 SC 7 G		
12 П 4 C	12 A 6 G		
13 П 1 M			
13 П 1 C			
15 A 6 C	6 F 6 (15 V; 0,3 A)		
25 П 1 C	25 A 6 G		
30 П 1 M			
30 П 1 C			
30 Ц 6 C			
C Г 1 П			
Г У 2			
Г У 13	813		
Г У 29	829		2026
Г У 32	832		
Г У 50		LS 50	P 50, 3137

amerikanische Bezeichnung	europäische Standardbezeichnung
1 A 5	DL 31
1 A 7 G	DK 32
1 AC 6	DK 92
1 AF 4	DF 96
1 AF 5	DAF96
1 B 3 GT	DY 30
1 C 5 G	DL 35
1 H 5 G	DAC 32
1 L 4	DF 92
1 N 5	DF 33
1 Q 5	DL 36
1 R 5	DK 91
1 S 4	DL 91
1 S 5	DAF 91
1 T 4	DF 91
1 U 4	DF 904
1 X 2	DY 80
3 A 4	DL 93
3 A 5	DC 90
3 E 5	DL 96
3Q 4	DL 95
3 Q 5	DL 33
3 S 4	DL 92
3 V 4	DL 94
5 U 4 G	GZ 31
5 Z 4 G	GZ 30
6 AB 4	EC 92
6 AB 8	ECL 80
6 AG 6 G	EL 33
6 AJ 8	ECH 81
6 A L 5	EAA 91
	EB 91
6 AM 5	EL 91
6 AM 6	EF 91
6 AV 6	EBC91
6 BE 6	EK 90
6 BE 7	EQ 80
6 BX 6	EF 80
6 BY 7	EF 85

amerikanische Bezeichnung	europäische Standardbezeichnung
6 H 6 G	EB 34
6 K 7 G	EF 39
6 K 8 G	ECH 35
6 L 6 G	EL 35
6 N 8	EBF80
6 Q 4	EC 80
6 Q 7 G	EBC 33
6 R 4	EC 81
6 SL 7 GT	ECC 35
6 SN 7 GT	ECC 32
6 T 8	EABC 80
6 U 5 G	EM 35
6 U 8	ECF 82
6 V 4	EZ 80
6 X 2	EY 51
6 X 5 GT	EZ 35
7 B 7	EF 22
9 D 6	EF 92
12 AL 5	HAA 91
12 AT 7	ECC 81
12 AU 6	HF 94
12 AU 7	ECC 82
12 AV 6	HBC 91
12 AX 7	ECC 83
12 BA 6	HF 93
12 BE 6	HK 90
15 A 6	PL 83
16 A 5	PL 82
17 Z 3	PY 81
19 AJ 8	HCH 81
19 AQ 5	HL 90
19 T 8	HABC 80
19 U3	PY 80
19 Y 3	PY 82
21 A 6	PL 81
957	D 1 C
958 A	D 2 C
959	D 3 F

LOTHAR AUER

Drehzahl- und Gleichlaufmessung mit der stroboskopischen Scheibe

Die stroboskopische Scheibe benutzt man häufig zur Kontrolle von Drehzahlen, weil das Verfahren sehr einfach ist und auch dort angewendet werden kann, wo keine besonderen Meßgeräte zur Verfügung stehen. Man betrachtet die stroboskopische Scheibe in periodisch aufleuchtendem Licht, zum Beispiel unter einer Glimmlampe, die von einer Spannung mit der Frequenz f gespeist wird. Die Scheibe muß mit dem drehbaren Teil starr verbunden sein.

Leuchtet die Lampe im Rhythmus der doppelten Frequenz 2 f, so liegt zwischen zwei Lichtblitzen die Zeit $\frac{1}{2f}$ in s. Wenn n die Zahl der Umdrehungen pro Sekunde ist, finden in der Zeit $\frac{1}{2f}$, also zwischen zwei Lichtblitzen, $\frac{n}{2f}$ Umdrehungen statt.

x sei die Anzahl der Streifen auf der stroboskopischen Scheibe und damit $\frac{1}{x}$ die „Umdrehungszahl" von einem Streifen zum benachbarten.

Damit die Streifen „stehen", muß an der Stelle des bei einem Lichtblitz betrachteten Streifens beim nächsten Blitz der folgende Streifen stehen. Folglich muß $\frac{n}{2f} = \frac{1}{x}$ sein. Daraus errechnet sich die Streifenzahl zu:

$$x = \frac{2f}{n}, \qquad \text{f in Hz, n in } \frac{1}{s}. \qquad (1)$$

Nach dieser Gleichung kann man eine stroboskopische Scheibe ohne Schwierigkeiten berechnen. Meist ist die Drehzahl pro Minute bekannt. Will man diesen Wert einsetzen, so muß man den Nenner der Gleichung durch 60 dividieren.

$$x = \frac{2f}{\frac{n}{60}} = \frac{120\,f}{n}, \qquad (2)$$

$$\text{f in Hz, n in } \frac{1}{\text{min}}.$$

Stimmt die tatsächliche Umdrehungszahl nicht mit der geforderten überein, so wandern die Streifen der stroboskopischen Scheibe scheinbar in der Drehrichtung, wenn die Tourenzahl größer ist, und entgegengesetzt, wenn sie kleiner ist.

Angenommen, die Drehzahl ist größer als n, zum Beispiel n + an, wobei a ein Faktor ist, dessen Wert zwischen 0 und 1 liegt. Die Differenz zwischen Ist- und Solldrehzahl ist dann a · n. In der Zeit t führt die Scheibe also

$$F = a \cdot n \cdot t \qquad (3)$$

Umdrehungen zuviel aus. Anders ausgedrückt ist

$$F = \frac{z}{x} \qquad (4)$$

scheinbare Umdrehungen. Der stroboskopische Effekt läßt die Streifen wandern. Und zwar läuft in der Zeit t an einer bestimmten Stelle der erste Streifen nach $\frac{1}{x}$, der zweite nach $\frac{2}{x}$, der z-te nach $\frac{z}{x}$ scheinbaren Umdrehungen vorbei. z ist also die Zahl der in der Zeit t vorbeigelaufenen Streifen. Wenn man die Gleichungen (3) und (4) gleichsetzt, so erhält man

$$a \cdot n \cdot t = \frac{z}{x} \qquad (5)$$

und mit x aus Gleichung (1)

$$a \cdot n \cdot t = \frac{z \cdot n}{2f},$$

$$a = \frac{z}{2f \cdot t}. \qquad (6)$$

a wurde weiter oben als dimensionsloser Faktor eingesetzt. Drehzahlabweichungen gibt man aber üblicherweise in Prozenten an. Das Ergebnis von Gleichung (6) ist also mit 100 zu multiplizieren.

$$a = \frac{100\,z}{2f \cdot t}\,\% = 50 \cdot \frac{z}{f \cdot t}\,\%, \qquad (7)$$

$$\text{f in Hz, t in s.}$$

Da n in der Gleichung nicht enthalten ist, braucht man die Solltourenzahl des Motors oder der Rolle gar nicht zu kennen, wenn man die prozentuale Abweichung feststellen will und das Stroboskop vorhanden ist. Noch wesentlich einfacher sieht Gleichung (7) aus, wenn man den 50-Hz-Wechselstrom zugrunde legt und die Glimmlampe aus dem Netz gespeist wird. Die Abweichung ergibt sich dann zu

$$a = \frac{z}{t}\,\%. \qquad (8)$$

Bei frequenzinkonstantem Netz müßte die Glimmlampe aus einem Tongenerator gespeist werden, dessen Frequenz man regeln und mit einem Frequenzmesser kontrollieren kann.

Sind die Abweichungen sehr klein, dann lassen sich die Streifen genauer auszählen, wenn sie Vielfache von x sind. Das Ergebnis der Formel (7) bzw. (8) ist dann durch dieses Vielfache zu teilen. Würde zum Beispiel x verdoppelt, müßte a halbiert werden. Wenn die Abweichungen zu groß werden, lassen sich die Streifen schlecht oder gar nicht mehr auszählen. Bei halber Umdrehungszahl sieht man 2 · x Streifen. Ist die Tourenzahl 2 · n, so sieht man nach wie vor x Streifen, weil man, wie bereits gesagt, Vielfache von x benutzen kann.

Anwendungsbeispiel: Die Bandgeschwindigkeit eines Magnetbandgerätes von v = 19,05 cm/s soll mit Hilfe einer Umlenkrolle kontrolliert werden.

Es wird x = 32 gewählt; Meßfrequenz f = 50 Hz. Nach Gleichung (1)

$$n = \frac{2f}{x} = \frac{100}{32} = 3{,}125.$$

Der Umfang der Rolle ist U = 2πr. Damit wird

$$n = \frac{v}{U} = \frac{v}{2\pi r}.$$

Als Radius der Rolle ergibt sich

$$r = \frac{v}{2\pi n} = \frac{19{,}05}{6{,}28 \cdot 3{,}125} \approx 0{,}97 \text{ cm}.$$

Die Lauffläche der Rolle muß also einen Durchmesser von 1,94 cm haben.

Entnommen aus der Schriftenreihe der sowjetischen Organisation
„WSESOJUSNOJE OBSTSCHESTWO PO RASPROSTRANENIJU POLITITSCHESKICH I NAUTSCHNYCH SNANII"
Gesellschaft zur Verbreitung politischer und wissenschaftlicher Kenntnisse

L. A. KUBEZKI

Übersetzer: Kurt Langosch

Sekundärelektronengeräte

Im Jahre 1888 entdeckte der russische Physiker Stoletow den fotoelektrischen Effekt. Lange Zeit blieb das auf dieser Erscheinung beruhende Fotoelement das einzige Vakuumgerät, mit dem es möglich war, durch auftreffendes Licht elektrische Ströme zu erzeugen.

Der fotoelektrische Effekt besteht darin, daß von einer durch Licht bestrahlten metallischen Kaliumkatode Elektronen ausgestrahlt werden. Die Empfindlichkeit eines Fotoelementes betrug noch vor kurzer Zeit 10 bis 100 μA je Lumen. Auf ein solches Element muß ein Lichtstrom von 0,1 bis 0,01 Lumen auftreffen, um einen Strom von 1 μA zu entwickeln, der für eine nachfolgende Verstärkung notwendig ist.

Die Empfindlichkeit des menschlichen Auges gestattet, noch Lichtströme in der Größenordnung von 10^{-12} Lumen wahrzunehmen. Um also die Empfindlichkeit eines Fotoelementes bis zur Empfindlichkeit des menschlichen Auges zu steigern, ist eine Verstärkung von 10^{10}, also eine zehnmilliardenfache Verstärkung erforderlich. Es ist als bekannt vorauszusetzen, daß eine solche Verstärkung erhebliche Schwierigkeiten bereitet.

Diese Tatsache führte auch bei den Versuchen, objektive optische Meßverfahren auf der Grundlage von Fotoelementen zu entwickeln, zu zahlreichen Mißerfolgen.

Wir wissen schon seit langem, daß beim Auftreffen eines Elektronenbündels auf bestimmte Oberflächen, wie zum Beispiel auf Metalle, intermetallische Verbindungen und Halbleiter neue sekundäre Elektronen abgestrahlt werden. Diese Erscheinung wird mit Sekundärelektronenemission bezeichnet. Bemerkenswert ist dabei die Tatsache, daß unter bestimmten Bedingungen die Zahl der Sekundärelektronen die Zahl der auftreffenden primären Elektronen bedeutend überschreiten kann. Es entstand der Gedanke, einen vielstufigen Vorgang der Sekundärelektronenemission herbeizuführen. Das neue Prinzip der Elektronenverstärkung wurde als stufenweise Sekundärelektronenverstärkung bezeichnet.

Trifft ein Elektronenstrom im Vakuum auf eine Platte, dann schlagen diese Elektronen aus der Oberfläche neue Sekundärelektronen heraus. Bei besonders aktivierten Platten, zum Beispiel mit Cäsiumdämpfen behandelten Schichten, wird eine weit größere Anzahl von Sekundärelektronen i_2 abgestrahlt, als primäre Elektronen i_1 auftreffen. Es besteht das Verhältnis:

$$\frac{i_2}{i_1} = \sigma > 1$$

(σ = Koeffizient der Sekundäremission) oder

$$i_2 = \sigma \cdot i_1 . \qquad (1)$$

Verwenden wir nun die abgestrahlten Sekundärelektronen, die wir zu einer folgenden zweiten aktivierten Schicht leiten, erneut für eine Sekundäremission, so entsteht eine neue Art des Elektronenvorganges. Dieser ist durch eine Zunahme der Intensität der Elektronenströme von Stufe zu Stufe gekennzeichnet. Die Zunahme vollzieht sich nach dem Gesetz der geometrischen Progression.

Wir können zum Beispiel für den Elektronenstrom i_3 folgenden Ausdruck setzen:

$$i_3 = \sigma \cdot i_2 = \sigma(\sigma \cdot i_1) = \sigma^2 \cdot i_1 . \qquad (2)$$

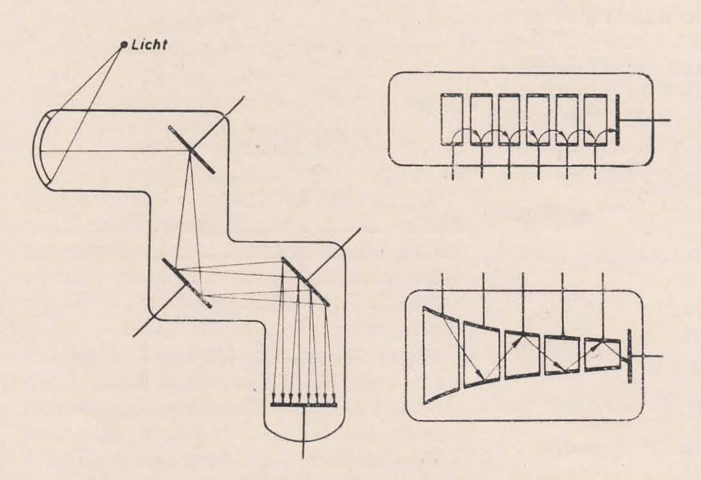
Für jede beliebige Stufe erhalten wir:

$$i_m = \sigma^{m-1} \cdot i_1 . \qquad (3)$$

Diese Formel kennzeichnet in groben Umrissen die grundsätzliche Gesetzmäßigkeit des vielstufigen Sekundärelektronenvorganges. Sie wurde oft experimentell überprüft und fand in der Gegenwart allgemeine Anerkennung[1]).

Wenn in einer Stufe σ gleich 3 ist, dann ist die Verstärkung in der zehnten Stufe 3^{10}, also etwa 60000.

Die erste Schaltung eines realen vielstufigen Sekundärelektronengerätes wurde 1930 in einer Patentschrift veröffentlicht. Jedoch war das Gerät noch ungenügend entwickelt und allgemein nicht anwendbar.



Bilder 1 bis 3: Verschiedene Systeme der Sekundärelektronenverstärkung. Die Bewegung der Elektronenströme ist durch Pfeile gekennzeichnet

Die Bilder 1 bis 3 zeigen uns die nächste Entwicklungsstufe dieser Idee. Hierbei handelt es sich um Zeichnungen, die Patentschriften aus dem Jahre 1934 entnommen wurden. Es ist erforderlich, darauf hinzuweisen, daß schon damals alle wichtigsten und die weitere Entwicklung bestimmenden Richtlinien von Systemen der Sekundärelektronenverstärkung bestimmt waren. Hier sind sowohl Systeme mit elektromagnetischer als auch elektrostatischer Führung der Elektronenstrahlen gegeben.

Bei der Entwicklung von Sekundärelektronenröhren lösten die sowjetischen Wissenschaftler die äußerst komplizierte Aufgabe der Steuerung von Elektronenströmen und der Teilung dieser Ströme, wobei gleichzeitig die schwierigsten Bedingungen für die beste Aktivierung der Elektroden einzuhalten waren. Es schien unmöglich, diese Bedingungen in einem leicht herzustellenden Elektronengerät der Serienproduktion zu erzielen. Trotz dieser Schwierigkeiten fand man eine Lösung (siehe Bild 4).

Auf die Innenfläche einer Glasröhre wurde eine dünne, in einzelne Ringe geteilte Metallschicht aufgetragen. Montierte Elektroden, wie sie uns von den üblichen Vakuumröhren her bekannt sind, fehlen. Seit der Erfindung dieses Systems sind etwa 15 Jahre vergangen. In diesen Jahren wurde das System durch die sowjetischen Wissenschaftler vervollkommnet und durch neue Bauelemente ergänzt. Neben dem erwähnten System finden auch andere Systeme mit montierten Elektroden Anwendung. In dieser Richtung arbeiten die sowjetischen Wissenschaftler P. W. Timofejew und P. K. Ostschepkow und andere. Bild 5 zeigt uns das Beispiel einer Meßanlage mit eingebauter Sekundärelektronenröhre. Das bündelnde Magnetfeld bildet ein im Gehäuse angeordnetes Plättchen einer magnetischen Legierung. Der Elektronenstrom, der in dieser Röhre unter Lichteinwirkung wie bei einem üblichen Fotoelement entsteht und auf die erste Elektrode, die Fotokatode, fällt, wird durch das Magnetfeld auf die nächstfolgende Elektrode gerichtet. Durch Anwendung von geneigt angeordneten Ringelektroden befindet sich über der ersten Elektrode eine zweite positive Elektrode, die ein beschleunigendes positives elektrisches Feld erzeugt. Unter der Einwirkung dieses Feldes werden die aus der ersten Elek-

[1]) Es versteht sich, daß eine solche Formel nur für die Berechnung in einem Idealfall gültig ist. Sie ist dann anwendbar, wenn der Wert des Koeffizienten der Sekundäremission für alle Stufen gleich bleibt.

trode herausgeschleuderten Elektronen auf die zweite Elektrode gerichtet. Diese besitzt gegenüber der vorhergehenden Oberfläche ein positives Potential. Indem wir diesen Vorgang beliebig oft wiederholen, erhalten wir die gewünschte innere Spannung. In einer solchen Sekundärelektronenröhre wird ein schwacher, durch Licht hervorgerufener Effekt zu bedeutenden Elektronenströmen verstärkt, deren Intensität genügt, um für praktische Zwecke ausgenutzt zu werden.

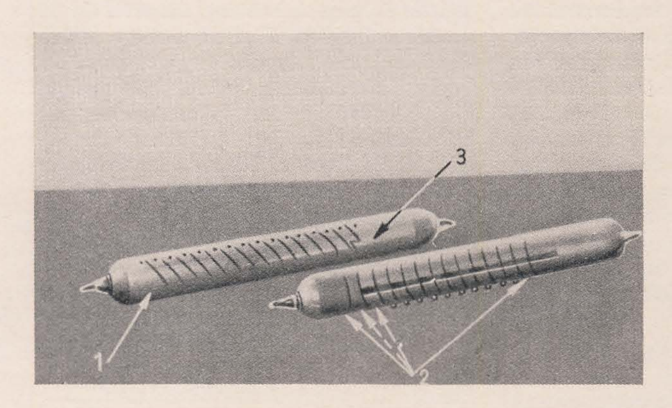


Bild 4: Technische Ausführung einer Sekundärelektronenröhre
1 Fotokatode
2 Verstärkerelektroden (Emissionsschichten)
3 Anode

Das hauptsächlichste Element für eine erfolgreiche Arbeit des Sekundärelektronengerätes ist die Sekundärelektronen abstrahlende Emissionsschicht. Die sowjetischen Wissenschaftler entwickelten und wenden erfolgreich eine Kupfer-Antimon-Cäsium-Emissionsschicht an, die einen hohen Sekundäremissionskoeffizienten zuläßt.

Eigenschaften der Sekundärelektronenröhren

Zu den wichtigsten Eigenschaften der Sekundärelektronenröhren gehören:

1. die allgemeine integrale Empfindlichkeit bei gegebener Spannung, das heißt, das Verhältnis der Größe des Ausgangsstromes der Röhre zum Lichtstrom, der auf die Fotokatode fällt;
2. der Wirkungsgrad der Sekundärelektronenröhre, das heißt, das Verhältnis der integralen Empfindlichkeit zum Dunkelstrom;
3. die Empfindlichkeit der Fotokatode und ihre spektrale Charakteristik;
4. Stabilität der Röhrendaten;
5. die Größe des Isolationswiderstandes.

In der folgenden Tabelle sind Zahlenwerte für gegenwärtig angewendete Sekundärelektronenröhren mit einer Antimon-Cäsium-Katode angeführt.

Besonders große Erfolge wurden in der letzten Zeit bei der Erhöhung des Wirkungsgrades und der Empfindlichkeit von Fotokatoden erreicht.

Eine weitere für die Praxis bedeutende Frage ist, die Empfindlichkeit unverändert zu erhalten.

Wie jedes Gerät, besitzt auch die Sekundärelektronenröhre eine Nullkorrektur, die es gestattet, ihre ursprünglichen Werte wiederherzustellen. Wie schon früher ausgeführt, ergibt sich der Verstärkungseffekt in der Sekundärelektronenröhre als Ergebnis der Erhöhung des Sekundäremissionskoeffizienten zur n-ten Stufe der angewendeten Aktivschichten. Geringste Veränderungen des Sekundäremissionskoeffizienten dieser Schichten werden zur höchsten Stufe erhoben (im gegebenen Falle zur dreizehnten Stufe) und führen eine äußerst starke Veränderung der Röhrendaten herbei. Daher sind Empfindlichkeitsregler bei der Verwendung von Sekundärelektronen-

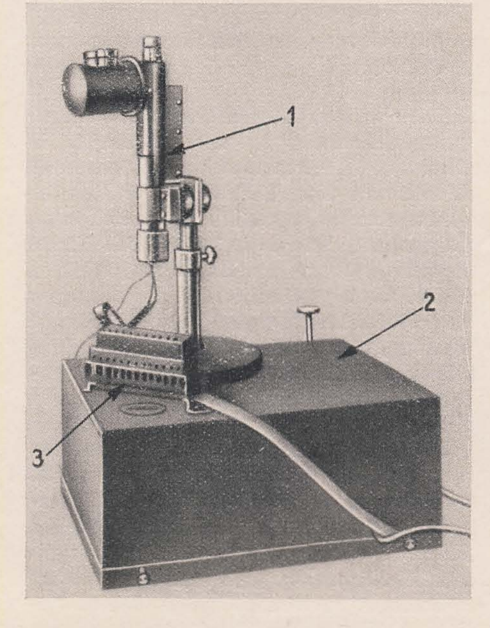


Bild 5: Meßanlage mit Sekundärelektronenröhre
1 Sekundärelektronenröhre
2 Stromquelle 1000 V
3 Vielpoliger Stecker

geräten äußerst wichtig. Zufriedenstellend konnte diese Aufgabe nur bei Röhren mit elektromagnetischer Bündelung gelöst werden.

In Geräten neuzeitlicher Konstruktion wird diese Aufgabe mit Hilfe eines elektromagnetischen Nebenschlusses erfüllt, der sich durch Drehen einer Schraube regeln läßt.

Die Aufgabe, eine Sekundärelektronenröhre für den Empfang schwächster Lichtströme zu schaffen, könnte nicht als gelöst betrachtet werden, wenn nicht in ihrer Konstruktion die Kühlung der Fotokatode vorgesehen wäre. In jeder Sekundärelektronenröhre tritt ein Dunkelstrom auf. Diese Erscheinung ist die gleiche thermische Elektronenabstrahlung, wie wir sie an der Katode einer üblichen Elektronenröhre beobachten können. Auf der Katode der Sekundärelektronenröhre ergibt der Dunkelstrom einen äußerst schwachen Effekt, da die Katode nur bis zur Zimmertemperatur erwärmt wird. Der Dunkelstrom erfährt jedoch die gleiche vielfache stufenweise Sekundärelektronenverstärkung wie der Fotostrom, wodurch eine bedeutende Störung hervorgerufen wird, die besonders bei außergewöhnlich schwachen Lichteinwirkungen auftritt. Wenn man den Dunkelstrom, der sich als Gleichstrom betrachten läßt, auch kompensieren kann, so lassen sich dessen Schwankungserscheinungen, die durch zeitliche statistische Dichteschwankungen der Ladungsträger entstehen, nicht kompensieren. Die Schwankungen der Elektronenemission bezeichnet man auch als sogenannten Rauscheffekt.

Wie bereits festgestellt, ist der Dunkelstrom eine thermische Ionenemission der Katode, die bei der stufenweisen Sekundärelektronenverstärkung auftritt. Folglich gilt es, in den Fällen, wo die Röhre zur Messung äußerst schwacher Lichteinwirkungen angewendet wird, die Fotokatode zu kühlen und damit die Ursachen für die thermische Emission vollkommen auszuschalten.

Aus diesem Grunde wird in die Röhre eine Kühlvorrichtung für die Fotokatode eingebaut.

Die Sekundärelektronenröhre als Grundlage zur Anwendung von objektiven optischen Meßverfahren

Obwohl die moderne Optik zu einer der exaktesten Wissenschaften gehört, läßt sich ihr wichtigster Faktor, die Lichtenergie, noch nicht genau messen. Die in Wissenschaft und Technik angewendeten Verfahren erlauben Messungen der Masse, der Temperatur, elektrischer Größen und magnetischer Felder mit einer Genauigkeit von 10^{-5} bis 10^{-6}. In der Optik dagegen sind bis heute alle technischen Lichtenergiemessungen bei einer noch

Type der Fotokatode	Röhrennummer	Integrale Empfindlichkeit A/Lumen	Empfindlichkeit der Fotokatode μA/Lumen	Dunkelstrom in A	Effekt	Speisespannung der Röhre in V
Antimon-Cäsium	72	14	70	$2{,}5 \cdot 10^{-9}$	$5{,}6 \cdot 10^{3}$	1000
Antimon-Cäsiumsensibilisierter Sauerstoff	115	22	133	$2 \cdot 10^{-9}$	$11 \cdot 10^{3}$	1000
Silberoxyd-Cäsium	35/0	2,5	17	$1 \cdot 10^{-6}$	2,5	750
Antimon-Cäsium-Niederspannungsröhre	16/N	0,008	50	—	—	400

vom menschlichen Auge wahrnehmbaren Intensität nur mit einer Genauigkeit der Größenordnung von 2 bis 5 Prozent möglich.

Es ist bekannt, daß neben der intensiven Entwicklung und Herstellung funktechnischer Geräte die objektive Meßtechnik mit Hilfe von Lichtwellen zurückblieb. Die gegenwärtig angewendeten Fotoelemente erreichen die Empfindlichkeit des menschlichen Auges nicht. Wie schon erwähnt, sind zu diesem Zweck Verstärkungen in der Größenordnung von 10^{10} erforderlich. Durch die Anwendung der Sekundärelektronenemission lassen sich jedoch Geräte schaffen, die unsere Fotoelemente um das Hunderttausend- und Millionenfache an Lichtempfindlichkeit überbieten.

Mit der Entwicklung von Sekundärelektronenröhren wurde die Aufgabe der genauen Messung von Lichtenergien noch nicht vollkommen gelöst. Die Meßwerte der Sekundärelektronenröhre wie auch aller Elektronenröhren im allgemeinen hängen von den Emissionseigenschaften, also vom Zustand der emittierenden Schichten ab. Bei einer gewöhnlichen Elektronenröhre tritt nur eine einfache Emission auf, während bei Sekundärelektronenröhren die Emission vielfach wiederholt wird.

Die sowjetischen Wissenschaftler standen vor der Aufgabe, ein Verfahren zu entwickeln, das es gestattet, die Sekundärelektronenröhre als ein äußerst genau arbeitendes Meß- und Kontrollgerät anzuwenden. Bei den Versuchen, die gestellte Aufgabe zu lösen, erfand man in der Sowjetunion das sogenannte Integral-Balancesystem. Zur Erläuterung des Integral-Balancesystems vergleichen wir ein analoges Beispiel aus der Meteorologie. Es wird gefordert, die durchschnittliche Intensität des Windes zu bestimmen. Die Messung kann nach zwei Verfahren erfolgen. Bei dem einen wirkt der Wind auf eine elastische Fläche, wobei ihre Durchbiegung zur Messung dient. Beim zweiten Verfahren wird die Windintensität mit einem Anemometer[1]) gemessen. Diese Messung beruht auf der Bestimmung der durch den Wind herbeigeführten Umdrehungszahl des Anemometers in einer bestimmten Zeiteinheit. Das erste Verfahren können wir dynamisches Verfahren nennen, während das zweite als integrierendes Verfahren bezeichnet wird. Gegenüber dem ersten zeichnet sich das zweite Verfahren dadurch aus, daß die Windintensität weit genauer bestimmt werden kann.

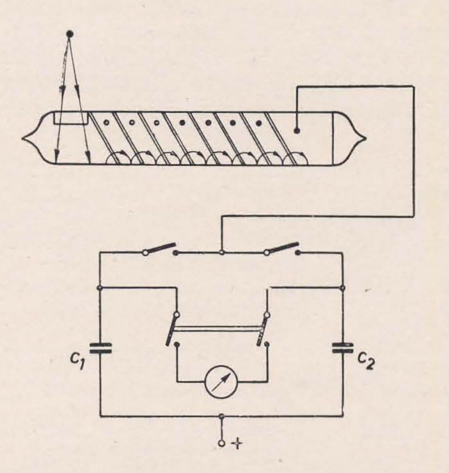


Bild 6: Prinzipschaltung des Integral-Balancesystems eines Sekundärelektronengerätes

Auf die Notwendigkeit, bei Messungen von äußerst schwachen Lichteinwirkungen integrierende Verfahren anzuwenden, wiesen sowjetische Wissenschaftler bereits vor zehn Jahren hin. Die Schaltung des Integral-Balancesystems ist äußerst einfach (siehe Bild 6). In einem Kondensator speichern sich sowohl der durch einen Lichtstrom entstandene Anodenstrom der Sekundärelektronenröhre als auch der von der Fotokatode abgestrahlte Dunkelstrom. Danach speichern wir in derselben Zeit in einem zweiten gleichen Kondensator den gleichen Dunkelstrom der Röhre und den Anodenstrom, hervorgerufen durch einen für Vergleichszwecke vorher bestimmten Lichtstrom.

Schalten wir nunmehr die Kondensatoren gegeneinander, so können drei verschiedene Fälle eintreten:

1. Der erste Kondensator besitzt das höhere Potential;
2. der zweite Kondensator besitzt das höhere Potential und
3. beide Kondensatoren besitzen gleiches Potential.

Bei der dritten Möglichkeit wird im Meßstromkreis kein Impuls entstehen. In diesem Fall entspricht der zu messende Lichtstrom dem Eichwert. Die Dunkelströme werden, was leicht zu verstehen ist, gegenseitig kompensiert. Darüber hinaus ist jede Störung des Gleichgewichts von einem positiven oder negativen Impuls begleitet. Diese Impulse lassen sich für die automatische Steuerung und Regelung wie auch zum automatischen Kompensieren in Produktionsprozessen mit gutem Erfolg anwenden.

Die geophysikalische Expedition der Akademie der Wissenschaften der UdSSR wendete im Jahre 1939 bei der Untersuchung des nächtlichen Himmels auf der Krim einen auf diesem Prinzip beruhenden Elektronenvervielfacher an. Es ist interessant zu wissen, daß es den sowjetischen Wissenschaftlern damals gelang, zum erstenmal eine infrarote Radiation im Spektrum des nächtlichen Himmels festzustellen.

Gleichzeitig wendete man dieses Gerät für biologische Forschungen im Institut für experimentelle Medizin der UdSSR an, wobei genauere Kenntnisse über die Physiologie des Sehens erzielt wurden.

Höchstempfindliche Sekundärelektronenröhren

In dem Bestreben, das Sehvermögen des menschlichen Auges sowohl in der quantitativen Beurteilung als auch in der Reaktionsfähigkeit zu übertreffen, ist es erforderlich, die Empfindlichkeit der Sekundärelektronenröhren soweit wie nur möglich zu steigern.

Aus der angeführten Gleichung (3) folgt, daß diese Möglichkeiten unbegrenzt sind. Durch Erhöhen der Stufenanzahl läßt sich der Koeffizient der Sekundäremission bis zu der gewünschten Verstärkung steigern. In der Wirklichkeit läßt sich jedoch eine solche Verstärkung nicht so einfach durchführen. Wir begegnen hier einer Erscheinung, die der Rückkopplung in einem Röhrenverstärker ähnlich ist. Die physikalischen Ursachen der Selbsterregung in Sekundärelektronenröhren sind jedoch anderer Art. Zum Beispiel entsteht dieser Effekt durch verschiedene Arten von Strahlungen (Lumineszenz, weiche Röntgenstrahlen), die sich an der Anode unter dem Einfluß einer verstärkten Elektronenbeschießung ergeben. Die in die Katodenzone eindringende und auf die Fotokatode der Röhre gelangende Strahlung ist die Ursache für eine erneute Elektronenabgabe. Dieser elementar anwachsende Vorgang führt zu einer erhöhten Spannung in der Röhre und kann die Röhre zerstören. Die theoretische Erforschung des Vorganges zeigte, daß für jeden Wert der angewendeten Verstärkung ein Grenzkoeffizient der Rückkopplung besteht, bei dem die Selbsterregung beginnt. Je größer die Verstärkung, desto kleiner der Wert dieses Koeffizienten.

Unter Berücksichtigung dieser Tatsache wurde angenommen, daß bei einer Unterteilung der Elektronenröhre in zwei gleiche, durch einen schmalen Übergang miteinander verbundene Teile eine Abschwächung der Rückkopplung zu erreichen ist (Bild 7). Diese Lösung sieht vor, daß nur der Elektronenstrom den schmalen halsförmigen Übergang passieren kann, während die eine Selbsterregung bewirkenden Strahlen aufgehalten werden. Hierbei wurden die Elektronenströme durch ein Magnetfeld gebündelt und gesteuert und der Elektronenstrom aus einer Röhre in eine zweite übergeführt. Durch den schmalen halsförmigen Übergang, der beide Teile der Röhre miteinander verbindet, läßt sich der Elektronenstrom leicht leiten, während die an der Anode entstehende Strahlung keinen unmittelbaren Zugang zum Katodenteil der Röhre findet. Auf diese Art erhalten wir ein Ventil, das die Katode der Röhre vor Abstrahlungen der Anode schützt und so eine Rückkopplung vermeidet. Die in der Sowjetunion nach diesem Prinzip gebauten Röhren besitzen eine Empfindlichkeit bis zu 10000 A je Lumen, wobei die Verstärkung die Größenordnung von einer Milliarde erreicht.

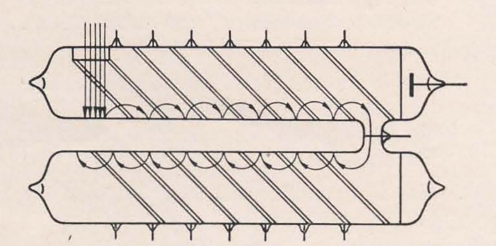


Bild 7: Schaltung einer höchstempfindlichen Sekundärelektronenröhre

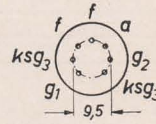
[1]) Windgeschwindigkeitsmesser

RÖHRENINFORMATION — EF 95

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

EF 95 41 48 19

Maximale Kolbenabmessungen



Anschluß der Sockelstifte von unten gegen die Stifte gesehen

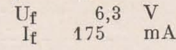
Paralleltypen

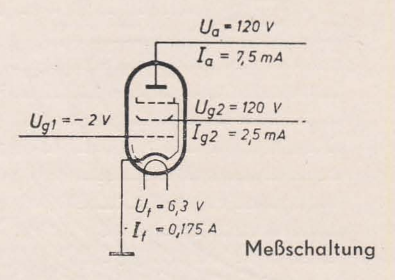
Die amerikanische Bezeichnung für die EF 95 ist **6 AK 5**. In der Sowjetunion heißt diese Röhre **6 Ж 1 П**. Die amerikanischen Röhren **5702** und **SN-1039 A** sind Subminiaturröhren mit dem System der EF 95. Auch die englische kommerzielle Röhre **CV 850** enthält das gleiche System wie die EF 95. Die amerikanische Röhre 717 A = VT 269 entspricht der EF 95, hat aber einen Octalsockel.

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode. Wechselstromheizung, Parallelspeisung.

Heizspannung	U_f	6,3	V
Heizstrom	I_f	175	mA

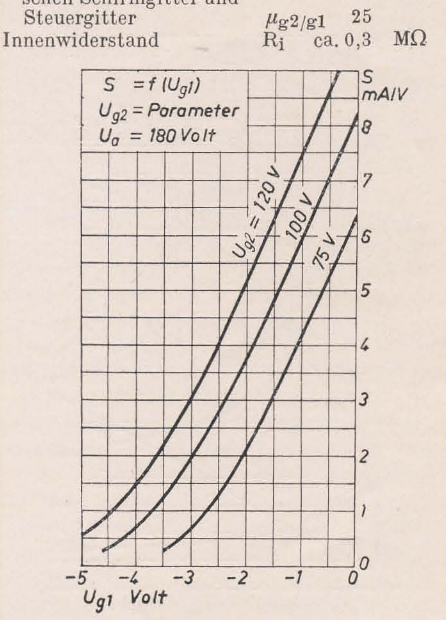




Meßschaltung

Meßwerte

Anodenspannung	U_a	120	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	120	V
Gittervorspannung	U_{g1}	—2	V
Anodenstrom	I_a	7,5	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2,5	mA
Steilheit	S	5	mA/V
Schirmgitterdurchgriff	D_{g2}	4	%
Verstärkungsfaktor zwischen Schirmgitter und Steuergitter	$\mu_{g2/g1}$	25	
Innenwiderstand	R_i	ca. 0,3	MΩ



Steilheit in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Verwendung

Steile Hochfrequenzpentode mit niedriger Heizleistung und guten UKW-Eigenschaften. Zur Verwendung als UHF-Verstärker bis 400 MHz sowie als Breitbandverstärkerröhre in ZF-Verstärkern von UKW-Wechselstromgeräten geeignet.

Vergleich der EF 95 mit der EF 80

	I_f mA	U_a V	r_e (100 MHz) kΩ	$r_ä$ kΩ	$\frac{r_e}{r_ä}$	S mA/V	$\frac{S}{c}$-Verhältnis
EF 95	175	180	7,2	1,8	4	5,1	0,8
EF 80	300	170	2,5	1	2,5	7,4	0,68

Wird die EF 95 als Triode geschaltet (Gitter 2 mit Anode verbinden), so erhält man eine Steilheit von etwa 8 mA/V. In Triodenschaltung wird die EF 95 zur UHF-Vorverstärkung in GB-Schaltung, als Mischröhre und als Oszillator benutzt. Dabei beträgt $r_{e\,(100\,MHz)} = 9{,}5\ k\Omega$, $r_ä = 380\ \Omega$. Das $r_e/r_ä$-Verhältnis hat sich also auf 25 verbessert!

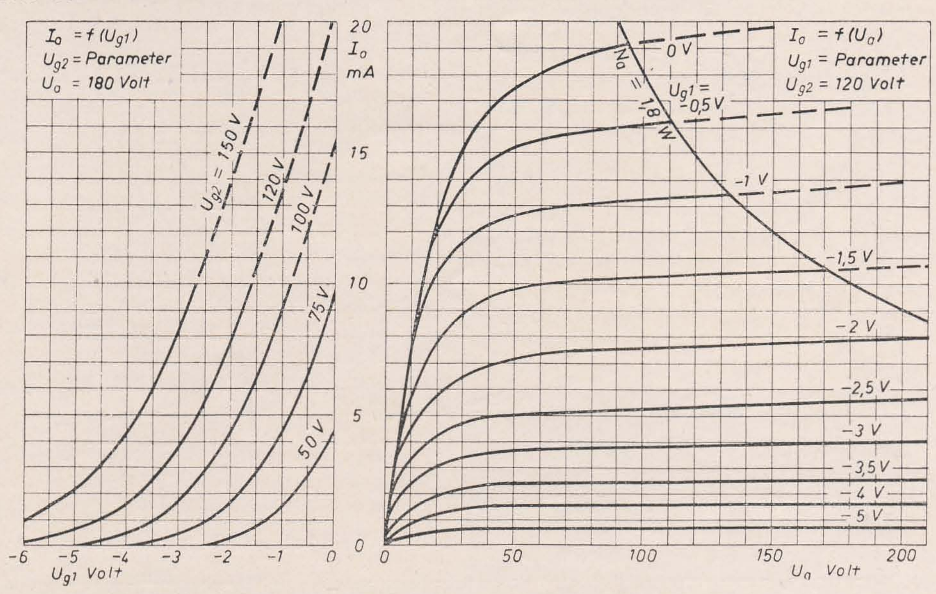
Aufbau

Miniaturröhre mit sieben Stiften. Besonders kleines System. Das Steuergitter ist zur Vermeidung thermischer Gitteremission vergoldet, die Katode an zwei Sockelstifte geführt. Hierdurch sind besonders gute UKW-Eigenschaften vorhanden (kleine Katodeninduktivität, hoher Eingangswiderstand r_e). Bei Verbindung beider Katodenanschlüsse ist r_e am größten. Um eine Rückwirkung des Anodenkreises auf den Gitterkreis zu vermeiden, kann man den Gitterkreis an den einen Katodenanschluß legen, den Anodenkreis an den anderen. Hierdurch werden Verkopplungen weitgehend gemildert.

Innere Abschirmung und Bremsgitter sind im Röhrenkolben mit der Katode verbunden.

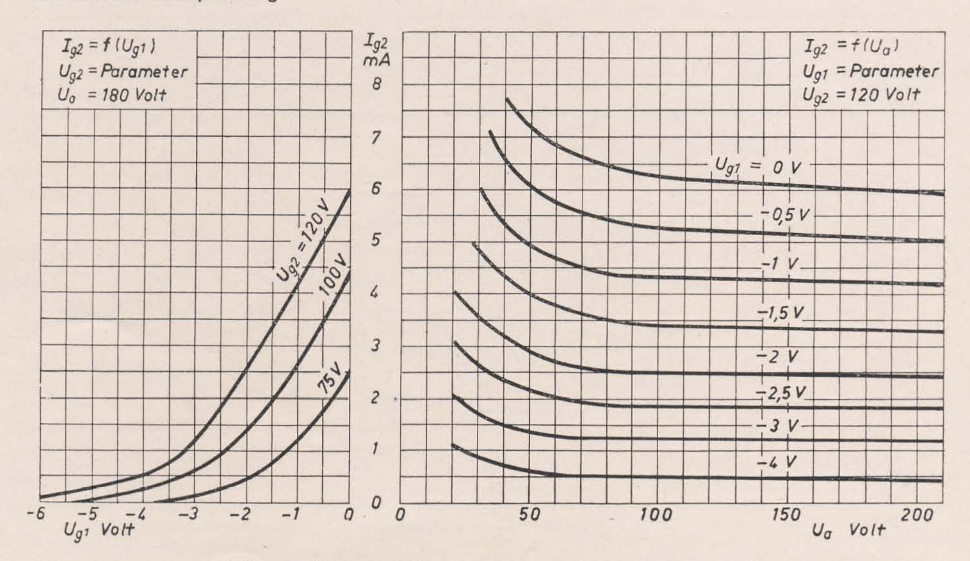
Hersteller

VEB Werk für Fernmeldewesen, in Zukunft VEB Funkwerk Erfurt.



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung



Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

Betriebswerte als UHF-Verstärkerröhre

Anodenspannung	U_a	180	120	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	120	120	V
Katodenwiderstand (U_{g1} ca. — 2 V)	R_k	200	200	Ω
Anodenstrom	I_a	7,7	7,5	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2,4	2,5	mA
Steilheit	S	5,1	5	mA/V
Innenwiderstand	R_i	ca. 0,7	0,3	MΩ
Eingangswiderstand bei f = 100 MHz	r_e	ca. 7,2		kΩ
Äquivalenter Rauschwiderstand	$r_ä$	ca. 1,8		kΩ
$r_e/r_ä$-Verhältnis		ca. 4		
S/c-Verhältnis		ca. 0,82	0,8	

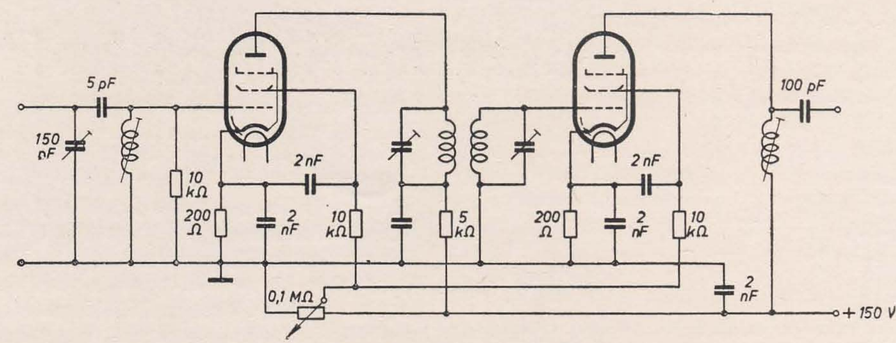
Die EF 95 darf nur mit automatischer Gitterspannungserzeugung (Spannungsabfall am Katodenwiderstand) betrieben werden.

Grenzwerte

Anodenkaltspannung	$U_{aL\,max}$	450	V
Anodenspannung	$U_{a\,max}$	200	V
Schirmgitterkaltspannung	$U_{g2L\,max}$	450	V
Schirmgitterspannung	$U_{g2\,max}$	150	V
Anodenbelastung	$N_{a\,max}$	1,8	W
Schirmgitterbelastung	$N_{g2\,max}$	0,55	W
Katodenstrom	$I_{k\,max}$	20	mA
Gitterableitwiderstand	$R_{g1(k)\,max}$	1	MΩ
Spannung zwischen Faden und Katode	$U_{f/k\,max}$	100	V
Äußerer Widerstand zwischen Faden und Katode	$R_{f/k\,max}$	20	kΩ
Gitterstromeinsatz ($I_{g1} \leqq 0{,}3\,\mu A$)	U_{g1e}	— 1,3	V

Innere Röhrenkapazitäten

Eingangskapazität	c_e	ca. 4	pF
Ausgangskapazität	c_a	ca. 2,2	pF
Gitter 1-Anode	$c_{g1/a}$	≦ 0,02	pF



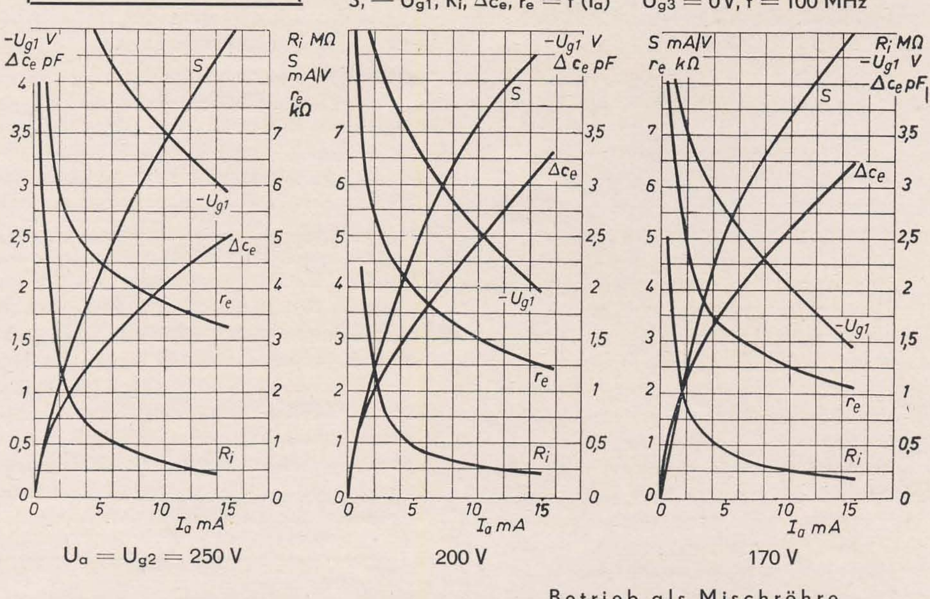
Zwei UHF-Vorstufen mit der EF 95

EF 80

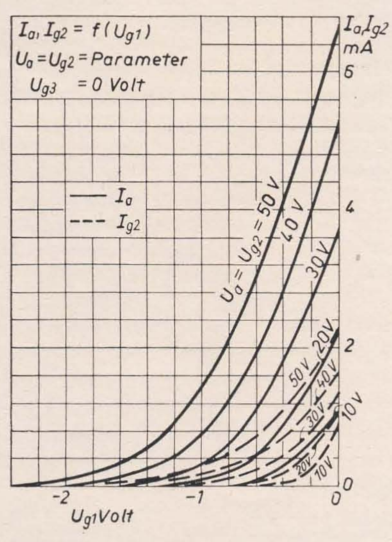
Fortsetzung aus Heft 8/1953 der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK

Betrieb als HF-(ZF-) Verstärkerröhre

S, — U_{g1}, R_i, Δc_e, r_e = f (I_a) U_{g3} = 0 V, f = 100 MHz



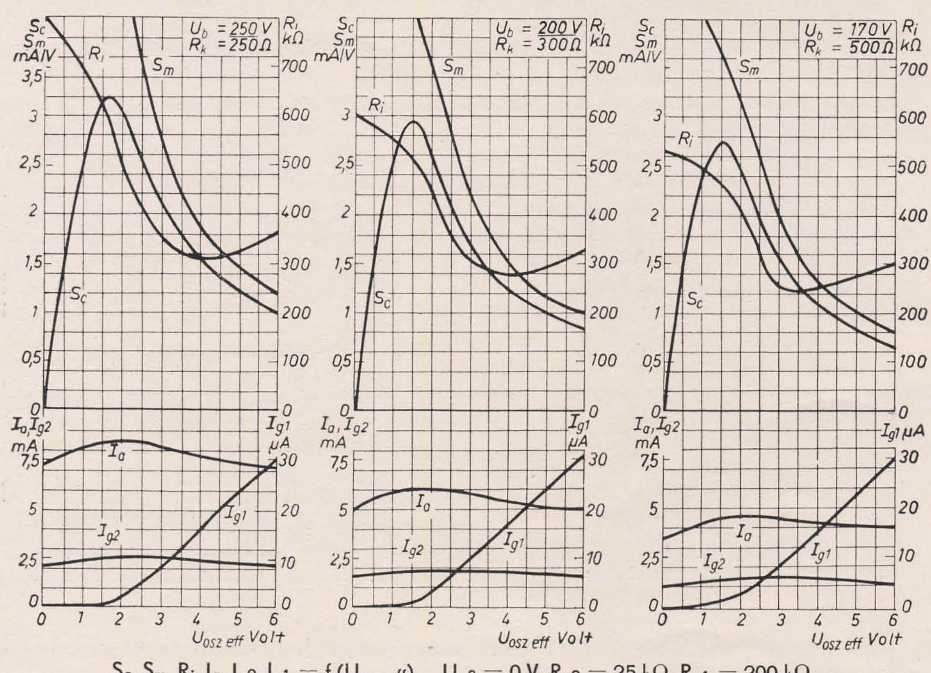
$U_a = U_{g2}$ = 250 V   200 V   170 V



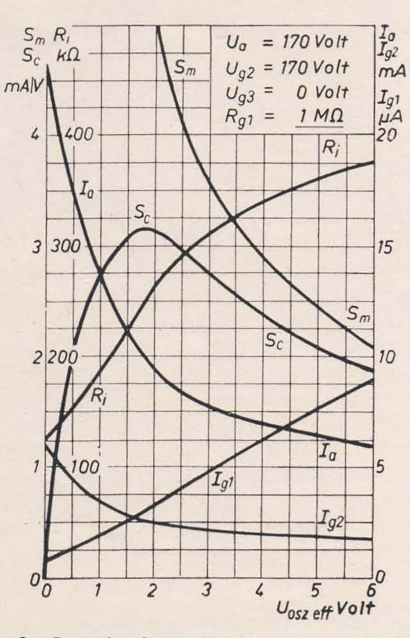
Anodenstrom und Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

$U_a = U_{g2} \leqq 50$ V

Betrieb als Mischröhre



S_c, S_m, R_i, I_a, I_{g2}, I_{g1} = f ($U_{osz\,eff}$) U_{g3} = 0 V, R_{g2} = 25 kΩ, R_{g1} = 200 kΩ



S_c, S_m, R_i, I_c, I_{g2}, I_{g1} = f ($U_{osz\,eff}$) R_{g1} = 1 MΩ

LEHRGANG FUNKTECHNIK

13. Fortsetzung

Die Schaltungstechnik

Von Dipl.-Ing. A. RASCHKOWITSCH

Im Einschaltaugenblick fließt ein hoher Strom, da die kalten Heizfäden nur einen geringen Widerstand besitzen. Demgegenüber hat der vorgeschaltete Halbleiterwiderstand (Urdox, New usw.) im kalten Zustand einen großen Widerstandswert, der erst mit steigendem Strom, das heißt mit steigender Erwärmung, beträchtlich abnimmt. Die dadurch bedingte Verzögerung, die mit dem stark negativen Temperaturbeiwert dieser Widerstände zusammenhängt, vermeidet den hohen Einschaltstrom.

Die Widerstandskennlinie eines Halbleiterwiderstandes zeigt Bild 178. Ihr nichtlinearer Verlauf beruht auf den Eigenschaften des verwendeten Halbleiters. Bild 179 veranschaulicht die Wirkung des Halbleiterwiderstandes bei Serienheizung mit U-Röhren. Ohne vorgeschalteten Halbleiterwiderstand entsteht ein Einschaltstrom von etwa 700 mA, der nach 20 Sekunden abklingt und den Betriebsstrom von 100 mA erreicht. Mit vorgeschaltetem Schutzwiderstand wächst der Heizstrom von einem kleinen Wert auf den Betriebsstrom an.

Halbleiterwiderstände werden für verschiedene Stromstärken von 35 mA bis zu 3 A hergestellt. Die modernen Ausführungsformen sind nicht größer als gewöhnliche Widerstände, so daß sie wegen des geringen Platzbedarfes den alten, im Glaskolben eingeschmolzenen Urdoxwiderstand mit Sockel völlig verdrängt haben.

Wir finden Allstromnetzgeräte vorwiegend in Heimempfängern, da bei diesen oft ein Bedürfnis nach universellen Anschlußmöglichkeiten besteht. In kommerziellen Funkanlagen werden sie wegen der geringen gelieferten Gleichspannung nur selten angewendet.

Trockengleichrichter

An Stelle von Röhren können zur Netzgleichrichtung auch sogenannte Trockengleichrichter¹) verwendet werden. Sie benötigen keine Betriebsspannungen, wie Heizung usw. Ihre Gleichrichterwirkung beruht auf den Halbleitereigenschaften der für ihren Aufbau verwendeten Stoffe,

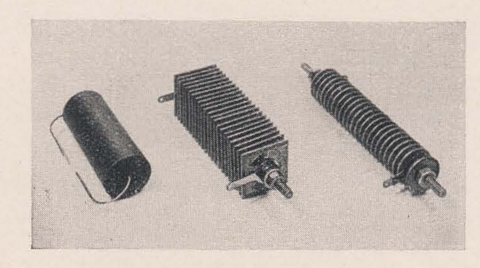


Bild 180: Verschiedene Ausführungsformen von Selengleichrichtern

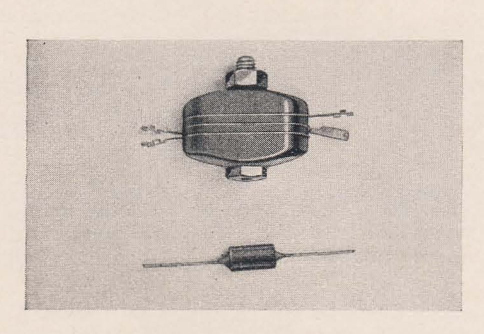


Bild 181: Kupferoxydulmeßgleichrichter

in deren Berührungsfläche eine Grenzschicht (Sperrschicht) entsteht. Diese läßt den Strom nur in einer Richtung durch, während er in der umgekehrten Richtung praktisch gesperrt wird. Man unterscheidet je nach der chemischen Zusammensetzung der Halbleiter Selen- und Kupferoxydulgleichrichter, die aus einzelnen Gleichrichterzellen zu Säulen zusammengebaut sind.

Die Zelle des Selengleichrichters besteht aus einer je nach der gewünschten Stromstärke verschieden großen kreisrunden, quadratischen oder rechteckigen Platte aus vernickeltem Eisenblech, auf die eine sehr dünne Selenschicht aufgebracht ist. Auf das Selen ist eine weitere Metallschicht als Gegenelektrode aufgespritzt (Bild 182). Der Stromdurchgang erfolgt in Richtung vom Eisen (+ Pol) über das Selen zur Gegenelektrode (— Pol). In umgekehrter Richtung (Sperrrichtung) besitzt die Zelle einen sehr hohen elektrischen Widerstand, so daß nur ein ganz geringer, praktisch zu vernachlässigender Rückstrom fließen kann.

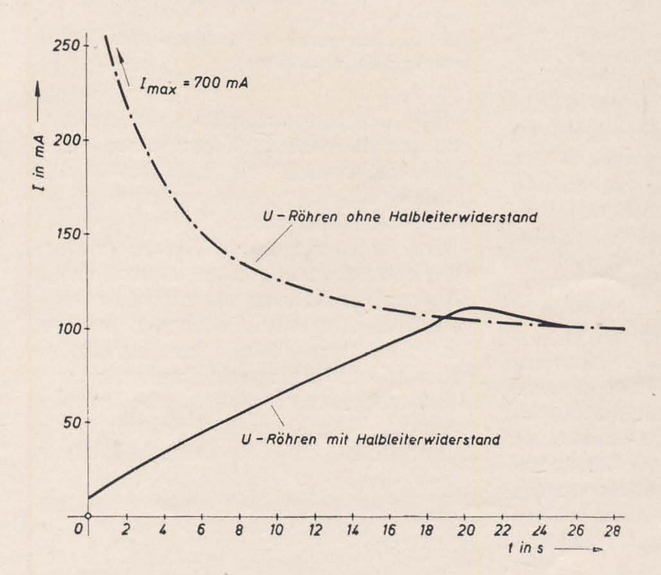


Bild 179: Die Wirkung des Halbleiterwiderstandes bei Serienheizung von U-Röhren

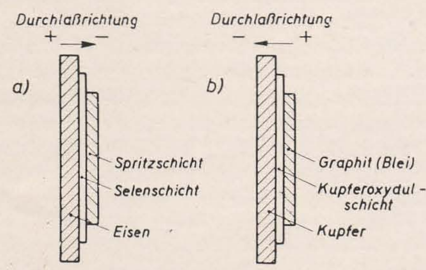


Bild 182: Der grundsätzliche Aufbau des Selen- und des Kupferoxydulgleichrichters

Die Nennspannung der Selengleichrichterzellen beträgt je nach Fabrikat 10 bis 20 V. Bei höheren Spannungen muß eine entsprechende Anzahl von Einzelzellen in Reihe geschaltet werden. Die Gleichrichterkennlinie einer Selenzelle, bezogen auf die Plattenfläche, zeigt Bild 183.

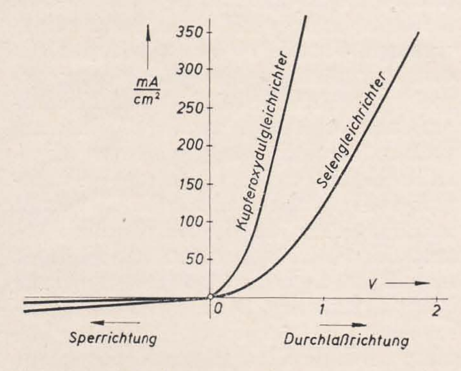


Bild 183: Gleichstromkennlinien von Kupferoxydul- und Selengleichrichtern

Infolge seiner langen Lebensdauer, des guten Wirkungsgrades und mechanischer sowie elektrischer Festigkeit verdrängt der Selengleichrichter den Röhrengleichrichter zu einem großen Teil aus den Netzgeräten. Verschiedene Firmen liefern mit Sockeln versehene Selengleichrichter für Rundfunkzwecke.

Der Kupferoxydulgleichrichter besteht aus Kupferplatten, die eine Kuperoxydulschicht tragen. Als Gegenelektrode dient Graphit oder Blei. Die Durch-

¹) „Trocken" im Gegensatz zu den heute nicht mehr verwendeten nassen Elektrolytgleichrichtern.

gangsrichtung des Stromes ist vom Kupferoxydul (+ Pol) zum Kupfer (— Pol).

Obwohl die Sperrspannung der Kupferoxydulzelle nur 2 bis 6 V beträgt, ist ihre Stromdichte wegen des kleineren Innenwiderstandes größer als die der Selengleichrichterzelle. Daher sind die Kupferoxydulzellen bei gleichen Stromstärken etwa um die Hälfte kleiner als die entsprechenden Selengleichrichterzellen. Diese Überlegenheit der Kupferoxydulzelle geht aus ihrer Kennlinie im Bild 183 deutlich hervor. Wegen der geringen Sperrspannung wird der Kupferoxydulgleichrichter vorwiegend als Meßgleichrichter für Tonfrequenzen bis 20 kHz verwendet. Für Hochfrequenz ist er wegen der großen Eigenkapazität weniger geeignet. Im Bild 181 sind zwei Kupferoxydulgleichrichter für Meßzwecke zu sehen. Kupferoxydulgleichrichter eignen sich außerdem für den Bau von Leistungsnetzgleichrichtern mit geringem Innenwiderstand (z. B. Ladegleichrichter).

Die Gleichrichterwirkung ist nach neuesten Forschungsergebnissen nicht im Halbleiter (Selen, Kupferoxydul) selbst, sondern in einer an dessen Berührungsfläche mit dem Metall (Eisen, Kupfer) sich befindlichen sehr dünnen Grenzschicht (Sperrschicht) zu suchen.

Die Brummsiebung

Wie schon erwähnt, liefert kein Gleichrichter reinen Gleichstrom. Je nach der benutzten Gleichrichterschaltung besitzt die entstehende Gleichspannung und damit der zu entnehmende Gleichstrom eine mehr oder weniger große Wechselstromkomponente. Die der Gleichspannung am Ladekondensator überlagerte Wechselspannung nennt man **Brummspannung**. Wie bereits erwähnt, hat die auf den Ladekondensator folgende Siebkette (auch Siebglied genannt) die Aufgabe, die Brummspannung auf einen Wert herabzusetzen, der sich im Funkgerät, das von dem betreffenden Netzgleichrichter gespeist wird, nicht mehr störend bemerkbar macht. Die Brummspannung am Ladekondensator hängt von der Kapazität des Ladekondensators und dem entnommenen Gleichstrom ab. Es kommt nun darauf an, die Siebwirkung der Siebkette zu bestimmen. Zunächst ermittelt man die am Ladekondensator herrschende Brummspannung. Man kann sie überschlägig nach folgenden Erfahrungsformeln berechnen, wenn die Netzfrequenz 50 Hz beträgt[1]):

1. Einweggleichrichtung:

$$\mathfrak{U}_{br} \approx 3{,}5 \cdot \frac{I}{C_1},$$

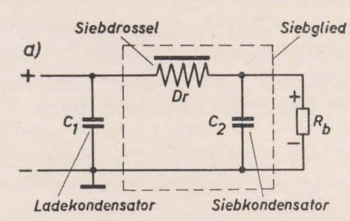
2. Zweiweggleichrichtung:

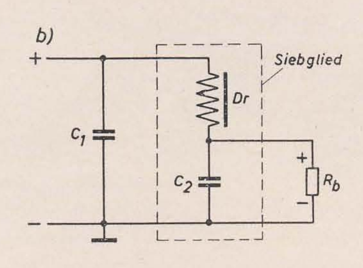
$$\mathfrak{U}_{br} \approx 1{,}75 \cdot \frac{I}{C_1}.$$

Die effektive Brummspannung erhält man in V, wenn man den vom Netzgleichrichter entnommenen Strom I in mA und die Kapazität des Ladekondensators C_1 in μF einsetzt.

Aus diesen Faustformeln erkennt man, daß die Brummspannung am Ladegleichrichter um so kleiner ist, je größer C_1 gewählt wird. C_1 darf aber nicht beliebig groß gemacht werden, was bereits erwähnt wurde. Andererseits nimmt die Brummspannung mit geringerer Stromentnahme I ab.

Die Brummspannung am Siebkondensator ermittelt man durch die Berechnung des Spannungsteilers, der aus der Siebdrossel und dem Siebkondensator oder aus dem Siebwiderstand und dem Siebkondensator gebildet wird. Aus der Umzeichnung der Siebkette erkennt man die Spannungsteilerschaltung sofort (Bild 184a und b).





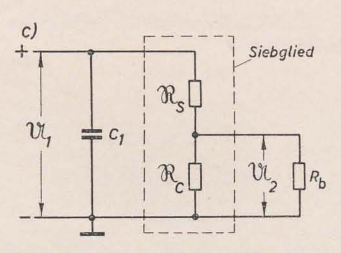


Bild 184: Umzeichnung der Siebkette eines Netzgleichrichters zur Veranschaulichung der Spannungsteilerwirkung

Da die Brummspannung eine Wechselspannung ist, wird sie nach Maßgabe der Wechselstromwiderstände des Siebgliedes verringert. Bei der Einweggleichrichtung ist die Brummspannung eine Wechselspannung von 50 Hz, bei der Zweiweggleichrichtung eine solche mit der Frequenz 100 Hz, was bei der Berechnung beachtet werden muß. Der Wechselstromwiderstand der Netzdrossel sei $\mathfrak{R}_S$ (Bild 184c), der Wechselstromwiderstand des Siebkondensators $\mathfrak{R}_C$. Nimmt man an, daß $\mathfrak{R}_C$ größer als $2\,\mathfrak{R}_S$ ist, so erfolgt die Spannungsteilung im Verhältnis dieser beiden Widerstände; denn dann kann man einen phasendrehenden Einfluß des Siebgliedes vernachlässigen. In allen praktischen Fällen darf man so verfahren. Die Brummspannung $\mathfrak{U}_2$ am Ausgang des Siebgliedes errechnet sich dann nach

$$\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{U}_1 \frac{\mathfrak{R}_C}{\mathfrak{R}_C + \mathfrak{R}_S}, \qquad (38)$$

wenn $\mathfrak{U}_1$ die mit einer der beiden oben angegebenen Faustformeln berechnete Brummspannung am Ladekondensator C_1 darstellt (Bild 184c). Wird an Stelle einer Siebdrossel Dr ein Siebwiderstand benutzt, so muß natürlich an Stelle von $\mathfrak{R}_S$ der Widerstandswert R_S dieses Widerstandes eingesetzt werden. Aus Gleichung (38) erkennt man, daß die Brummspannung $\mathfrak{U}_2$ nur dann klein wird, wenn R_S groß ist, da R_S im Nenner steht. Ein großer Siebwiderstand bedingt aber einen großen Spannungsabfall, was immer unerwünscht ist. Deshalb wird ein Siebwiderstand an Stelle einer Siebdrossel nur bei geringer Stromentnahme verwendet, das heißt, dies ist nur bei Kleinempfängern bzw. bei kleinen Netzgeräten sinnvoll.

Bei einer genauen Berechnung der Brummspannung müßte man noch berücksichtigen, daß der Belastungswiderstand R_b parallel zu $\mathfrak{R}_C$ liegt und ferner, daß der Gleichrichter einen Innenwiderstand besitzt.

Für eine brummfreie Lautsprecherwiedergabe soll die Brummspannung im Anodenkreis der Endröhre eines Rundfunkempfängers maximal 2 bis 5% der für 50 mW Sprechleistung erforderlichen NF-Wechselspannung betragen. Wollte man die ersten Röhren eines Empfängers ebenso wie die Endröhre direkt an den Ausgang des Siebgliedes schalten, so würde die Brummspannung durch die im allgemeinen große Verstärkung der ersten Röhren eines Empfängers verstärkt an das Gitter der Endröhre gelangen und im Lautsprecher zu stark zu hören sein. Deshalb muß die Anodenspannung der ersten Empfängerröhren durch ein weiteres Siebglied vom Netzbrumm befreit werden. In der Praxis wird dies dadurch erreicht, daß man in jede Anodenleitung der ersten Empfängerröhren ein RC-Siebglied schaltet. Ein solches Siebglied verhindert gleichzeitig Rückkopplungen über die Anodenleitungen. Die Brummspannung $\mathfrak{U}_3$ im Anodenkreis einer Vorröhre eines Empfängers berechnet sich dann nach der Gleichung

$$\mathfrak{U}_3 = \mathfrak{U}_2 \frac{\mathfrak{R}_{C_3}}{\mathfrak{R}_{C_3} + R_S}, \qquad (38a)$$

wenn $\mathfrak{R}_{C_3}$ der Wechselstromwiderstand des Siebkondensators C_3, R_S der Siebwiderstand und $\mathfrak{U}_2$ die nach Gleichung (38) berechnete Brummspannung ist.

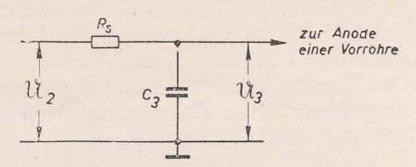


Bild 185: Brummsiebung in der Anodenleitung einer Empfängervorröhre

Bei Empfängern mit fremderregten Lautsprechern benutzt man oft die Feldspule gleichzeitig als Siebdrossel und spart somit die immer verhältnismäßig teure Siebdrossel ein.

Aber nicht nur durch die Anodenspannung gelangt eine Brummspannung an die Röhren. Es gibt auch kapazitive Brummbeeinflussungen der Gitter der Röhren, der Heizstrom kann zu induktiven Brummbeeinflussungen führen usw. Infolgedessen hat es wenig Sinn, die Brummspannung eines Netzgleichrichters exakt zu berechnen; denn die anderen Brumm-

[1]) Wechselstromgrößen werden nach DIN 40113 mit großen deutschen Buchstaben bezeichnet.

einflüsse lassen sich praktisch nicht erfassen. Deshalb genügt fast immer eine überschlägige Berechnung der Brummspannung in der hier angegebenen Weise. Den Einfluß des Brummens beurteilt man dann gehörmäßig. Sofern eine genauere Kenntnis erwünscht ist, wird die Brummspannung gemessen.

Spannungs- und Stromstabilisierung

Es ist oft erforderlich, daß die Stromquelle eine konstante, das heißt von Netzschwankungen unabhängige Gleichspannung liefert. Dies wird am zweckmäßigsten mit Hilfe einer Stabilisator- oder Glimmröhre (Bild 186) erreicht. Diese Röhren sind mit Gas gefüllt, so daß sie im Betrieb bläulich oder rötlich leuchten. Sie werden für verschiedene Spannungen gebaut und haben die Aufgabe, den Spannungsabfall an ihren Elektroden in der im Bild 187 dargestellten Anordnung konstant zu halten.

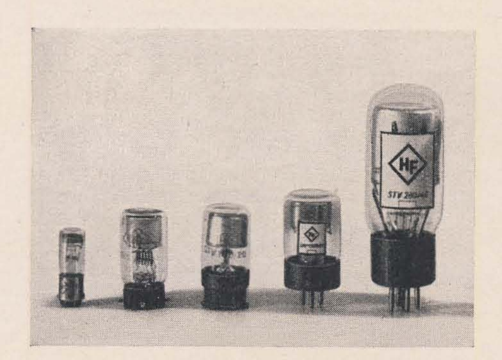


Bild 186: Spannungsstabilisatoren in verschiedenen Größen und Ausführungen

Die Wirkungsweise der Stabilisatoren ist verhältnismäßig einfach. Steigt die Spannung an der Glimmröhre, so sinkt ihr Innenwiderstand, das heißt, es fließt ein höherer Strom durch die Röhre, der am Vorwiderstand R_V einen größeren Spannungsabfall hervorruft. Die Spannung an der Glimmröhre wird somit konstant gehalten, also stabilisiert. Sinkt die Spannung an der Glimmröhre, hat dies einen Anstieg des Innenwiderstandes zur Folge, der Röhrenstrom wird kleiner und damit auch der Spannungsabfall an R_V, folglich steigt die Spannung an der Röhre.

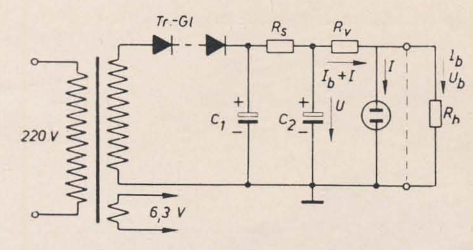
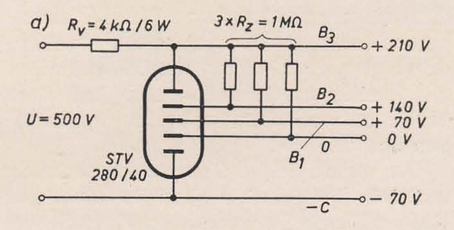


Bild 187: Einweggleichrichtung mit Trockengleichrichter und Spannungsstabilisierung

Der Vorwiderstand ist für die Stabilisierung wesentlich, da er die für Stabilisierungszwecke nötige Spannungsreserve sicherstellt. Die Stabilisierungsschaltung besteht im Prinzip aus einer Spannungsteilerschaltung, und zwar: Glimmröhreninnenwiderstand zu Glimmröhreninnenwiderstand mit Vorwiderstand.

Die Stabilisierungsröhren arbeiten ohne Heizung und Emissionskatode. Die für den Stromfluß benötigten Ladungen werden dem Gas durch Ionisation entnommen. Dadurch wird die Glimmröhre erst bei einer bestimmten, vom verwendeten Gas und von der Konstruktion abhängigen Spannung, der sogenannten Zündspannung U_z, leitend. Sie ist immer größer als die Betriebs- und Brennspannung der Röhre.

Je nach der Elektrodenzahl kann eine Glimmröhre eine oder mehrere Stabilisierungsstrecken enthalten. Die im Bild 188 dargestellte Stabilisierungsschaltung besteht aus vier Stabilisierungsstrecken. Die hochohmigen Zündwiderstände R_z legen im Augenblick des Einschaltens die volle Gleichspannung direkt an die einzelnen Elektroden, um das Zünden der einzelnen Strecken einzuleiten.



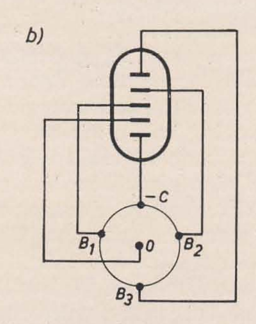


Bild 188: Prinzipschaltung eines Glimmspannungsteilers mit vier Glimmstrecken und seine Sockelschaltung

Bei den meisten Stabilisatoren liegt der Regelbereich, das ist der Bereich, in dem die Spannung an der Glimmröhre konstant gehalten werden kann, bei etwa 5 bis 40 mA Röhrenstrom (Querstrom). Man rechnet mit einem mittleren Querstrom von $I_{qm} = 20$ mA. Ist der Röhrenstrom kleiner als $I_{min} = 5$ mA, so erlischt die Röhre, sie ist nicht mehr leitend und der Stabilisierungseffekt nicht mehr vorhanden. Die Röhre wird bei einer ganz bestimmten Spannung, der sogenannten Löschspannung, löschen. Lösch- und Zündspannung sind nicht gleich groß, die Löschspannung ist stets niedriger als die Zündspannung. Zu beachten ist, daß die obere Grenze von $I_{max} = 40$ mA eingehalten wird, da die Glimmröhre sonst wegen Überlastung zerstört werden kann.

Für den Vorwiderstand R_V des Stabilisators, der von der Summe des Verbraucherstromes I_b und des Querstromes I_q durch die Glimmstrecke durchflossen wird, gilt

$$R_V = \frac{U - U_b}{I_q + I_b} \Omega. \qquad (39)$$

Dabei ist als Nebenbedingung folgende Forderung zu erfüllen, um das Zünden der Glimmstrecke sicherzustellen:

$$U \geqq U_z, \qquad (40)$$

das heißt, die Betriebsspannung U muß gleich oder größer sein als die Zündspannung U_z. Der Verbraucherstrom I_b darf das Dreifache des mittleren Querstromes nicht übersteigen.

Neben der Spannungsstabilisierung wird wegen des geringen Wechselstromwiderstandes der Glimmstrecke auch eine gute zusätzliche Siebung erreicht. Die Glimmstrecke entspricht bei 100 Hz (Doppelweggleichrichter) einer Kapazität von 40 μF.

Glimmröhren für Stabilisierungszwecke werden bei der Herstellung auch mit Gleichstrom eingebrannt, wodurch eine gewisse Polarität entsteht, die an den Röhrenelektroden vermerkt ist. Es empfiehlt sich im Interesse einer langen Lebensdauer, sowohl den vorgeschriebenen mittleren Querstrom als auch diese Polarität im Betrieb beizubehalten.

Zur Stabilisierung kleiner Spannungen, zum Beispiel der Heizspannung, sind Glimmstrecken nicht geeignet, da die heute technisch möglichen Ausführungen Zündspannungen von mindestens 50 V benötigen. Außerdem werden durch Glimmstrecken nur Gleichspannungen stabilisiert. Daher erfolgt die Stabilisierung von Heizspannungen zweckmäßig durch sogenannte Stromregelröhren. Dies sind meist in Reihe geschaltete Eisenwasserstoffwiderstände, die die Eigenschaft besitzen, bei schwankender Spannung durch Widerstandsänderungen einen gleichbleibenden Stromfluß zu bewirken. Sie bestehen aus einem in Wasserstoffgas ausgespannten Eisenfaden, der in einem gesockelten Glaskolben eingeschmolzen ist. Innerhalb des Regelbereiches U_{min} bis U_{max} liefern sie einen konstanten Strom. Die Regelkennlinie eines Eisenwasserstoffwiderstandes zeigt Bild 189.

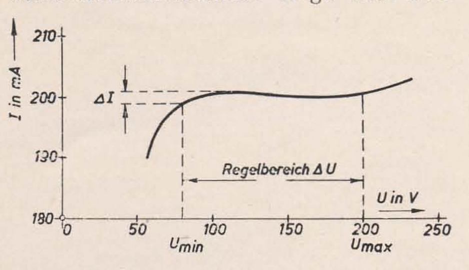


Bild 189: Regelkennlinie einer Stromregelröhre (Eisenwasserstoffwiderstand)

Es ist üblich, Eisenwasserstoffwiderstände bei Verwendung mit seriengeheizten Röhren (z. B. U-Röhren) mit einem Urdoxwiderstand zu kombinieren, so daß gleichzeitig die bei Allstrombetrieb bereits besprochene Unterdrückung des Einschaltstromstoßes erfolgt.

Bei Parallelheizung, wie sie für A- und E-Röhren erforderlich ist, haben Heizspannungsschwankungen einen verhältnismäßig geringen Einfluß, der bei indirekter Heizung und kurzzeitigen Schwankungen vernachlässigbar klein ist. Daher wird bei Parallelheizung auf eine Stabilisierung der Heizspannung oder des Heizstromes verzichtet.

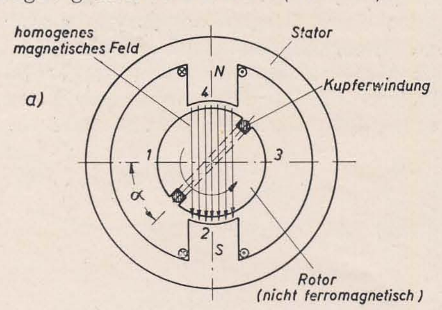
Mechanische Umformer

Mechanische Umformer sind Stromquellen, die umlaufende oder bewegte Teile besitzen. Einerseits handelt es sich hierbei um Elektromotoren bzw. Elektrogeneratoren und andererseits um sogenannte Wechselrichter (Zerhacker). Die Wirkungsweise dieser Umformer beruht auf dem bereits formulierten Motor- bzw. Generatorprinzip des Induktionsgesetzes (vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK H. 2/52, S. 60).

Der Generator

Bei transportablen kommerziellen Funkanlagen dient oft ein Generator als Stromquelle, der entweder durch einen Verbrennungsmotor oder auch von Hand mit einer Kurbel betrieben wird. Der Vollständigkeit halber sei hier auf das Prinzip solcher Generatoren eingegangen.

Wird in ein konstantes homogenes magnetisches Feld, zum Beispiel zwischen zwei Pole eines Permanentmagneten, ein elektrischer Leiter gebracht und in eine Drehbewegung versetzt, so wird in ihm eine Wechsel-EMK induziert, die bei geschlossenem Stromkreis einen Wechselstrom zur Folge hat. Im Bild 190 ist das Gesagte schematisch dargestellt. Der Einfachheit halber ist nur eine Leiterwindung eingezeichnet. Zur Erhöhung der induzierten Spannung werden im praktischen Betrieb mehrere Windungen übereinander angeordnet, in Reihe geschaltet und zu einer Wicklung ausgebildet. Die Wicklungen sind auf einem drehbaren zylindrischen Körper, dem sogenannten Rotor (Anker), in Nuten untergebracht. Den ruhenden Teil einer elektrischen Maschine, der die Magnetpole trägt, nennt man Magnetgestell oder Stator (Ständer).



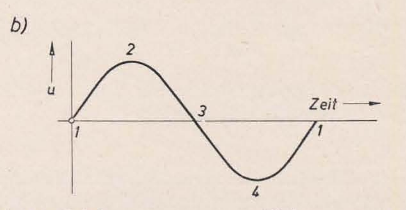


Bild 190: Wirkungsweise eines Elektrogenerators
a) elektrische Maschine (schematisch)
b) die erzeugte sinusförmige Wechselspannung

Die induzierte Spannung ist vom Drehwinkel α der Windung abhängig. Bei gleichförmiger Rotation der Windung wird eine sinusförmige Spannung induziert, die für $\alpha = 0°, 180°, 360°$ usw., das heißt, wenn sich die Windung in der neutralen Achse des Magneten befindet, Null wird und für $\alpha = 90°, 270°, 450°$ usw., das heißt, wenn die Windung in der Polmitte steht, ihren positiven bzw. ihren negativen Höchstwert erreicht.

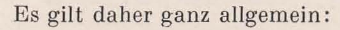
Diese Ausführungen gelten allerdings nur für Rotoren aus nichtmagnetischen Stoffen, wie Holz, Kunststoffe usw. Für die meisten Maschinen werden zur Erhöhung der Induktion ferromagnetische Stoffe (z. B. Dynamoblech) als Rotormaterial verwendet, wobei sich das magnetische Feld durch das vorhandene Eisen radialsymmetrisch verteilt, so daß die induzierte Spannung nicht mehr vom Winkel α abhängt, da sich Feldrichtung und Windungsfläche beim Vorbeieilen an den Polen stets decken (Bild 191). Hier muß zur Erzielung einer sinusförmigen Spannung dafür gesorgt werden, daß die Feldverteilung selbst sinusförmig ist, was durch geeignete Formgebung der Magnetpole hervorgerufen wird.

Ordnet man mehrere voneinander isolierte Windungen auf einem Rotor an, so wird in jeder einzelnen eine sinusförmige Spannung induziert, die jedoch der räumlichen Anordnung der einzelnen Windungen entsprechende zeitliche Phasenverschiebungen untereinander aufweisen, da sie den Nord- bzw. den Südpol nicht gleichzeitig passieren können. Auf diese Weise entstehen mehrphasige Spannungen und Ströme.

Die prinzipielle Generatoranordnung mit dem Spannungsverlauf der einzelnen Phasen für ein Dreiphasen- und ein Sechsphasensystem zeigen die Bilder 192 und 193. Im Bild 192 sind die einzelnen Windungen räumlich um 120° gegeneinander verdreht. Die erzeugten Spannungen zeigen eine zeitliche Phasenverschiebung von 120°. Analog haben wir bei symmetrischer Anordnung der sechs Windungen im Bild 193 eine räumliche Verdrehung und zeitliche Phasenverschiebung von 60°.

Die Frequenz der erzeugten Wechselspannung hängt offensichtlich in erster Linie von der Drehzahl je Minute des Rotors ab, da bei jeder Umdrehung eine volle Schwingung durchlaufen wird. Andererseits kann die Erhöhung der Frequenz auch durch Erhöhung der Anzahl der Polpaare des Generators erfolgen. Ordnet man senkrecht zu den beiden Polen ein zweites Polpaar so an, daß jeweils einem Nordpol ein Südpol folgt, dann werden bei einer Umdrehung des Rotors offensichtlich zwei volle Schwingungen durchlaufen, da die Windung an zwei Nord- und zwei Südpolen vorbeigeführt wird. Dabei darf die Windung nicht mehr am Rotor diametral[1]) liegen, sondern, wie im Bild 194 angedeutet, schräg über ¼ des Rotorumfanges. Die Frequenz wird also verdoppelt.

Es gilt daher ganz allgemein:



$$f = \frac{p \cdot n}{60}, \quad f \text{ in Hz.} \qquad (41)$$

Darin bedeuten:

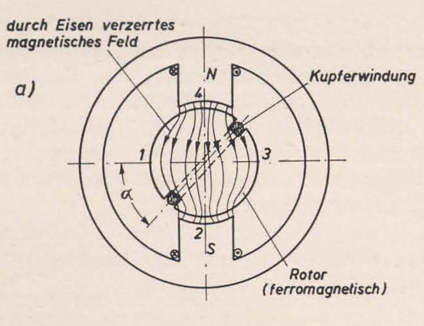
f die Frequenz,

p die Polpaarzahl,

n die Drehzahl je Minute.

Die Notwendigkeit der Erhöhung der Polpaarzahl ist einleuchtend, wenn man bedenkt, daß eine Steigerung der Drehzahl über ein gewisses Maß hinaus mit mechanischen Schwierigkeiten verbunden ist.

[1]) diametral — in der Richtung des Durchmessers.



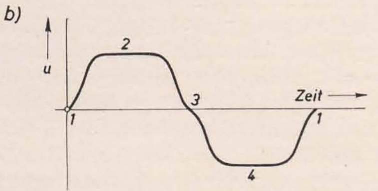


Bild 191: Elektrogenerator mit ferromagnetischem Rotor
a) Feldverzerrung in der Maschine (schematisch)
b) die verzerrte Wechselspannung

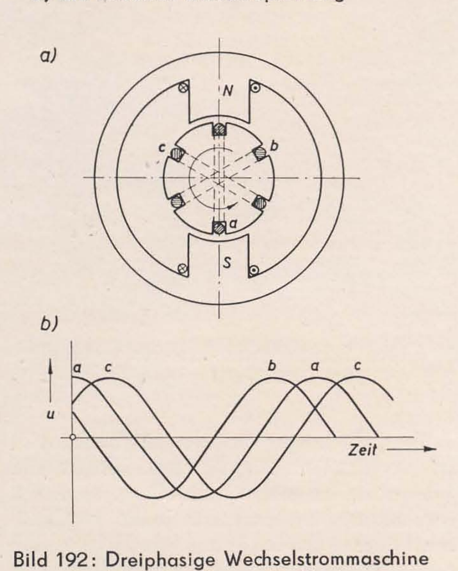


Bild 192: Dreiphasige Wechselstrommaschine
a) räumliche Anordnung der Spulen (schematisch)
b) zeitlicher Verlauf der erzeugten Spannungen

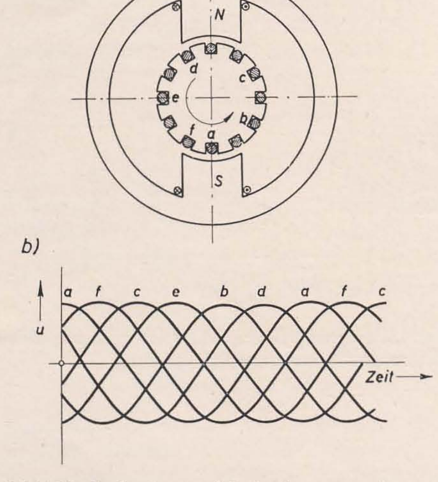


Bild 193: Sechsphasige Wechselstrommaschine
a) räumliche Anordnung der Spulen (schematisch)
b) zeitlicher Verlauf der erzeugten Spannungen

Wird fortgesetzt

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1831

J. B. von Spix und C. F. P. von Martius berichten in ihrem Werk „Reise in Brasilien" über eine Trommelsprache aus der Nähe der Grenze von Neu-Granada: „Schon am Tage unserer Ankunft erschienen mehrere Indianer aus den Wäldern, herbeigerufen durch die Holzpauken, welche sogleich geschlagen worden waren. Es sind dies nämlich große, ausgehöhlte, oben mit einer gekerbten Längsöffnung versehene, auf einigen Balken liegende Holzblöcke, welche, wenn mit hölzernen, bisweilen an einem Ende mit einem Knopfe von elastischem Gummi versehenen Knütteln geschlagen, einen dumpfen, weithin schallenden Ton von sich geben, ... doch waren unsere Miranhas übereingekommen, ihren Nachbarn durch verschiedene Schläge darauf Signale von allem zu geben, was sie interessieren konnte. Kaum war im Hafen unsere Ankunft gemeldet, so erklang aus der Ferne, von jenseits des Flusses, derselbe Ton, und der Tubikara versicherte mir, daß in einer Stunde alle Malocas der befreundeten Miranhas von unserer Gegenwart unterrichtet sein würden. In den ersten Tagen, da das Interesse für uns wohl ganz neu war, konnten wir nichts unternehmen, ohne daß es durch den seltsamen Tontelegrafen weiter verkündet worden wäre. Bald ertönte es: „Der Weiße ißt", bald: „Wir tanzen mit dem Weißen", und in der Nacht wurde angekündigt, daß wir uns schlafen legten. Nur mit Unruhe konnten wir eine Einrichtung beobachten, die, im Falle eines Mißverständnisses mit unseren menschenfressenden Wirten, uns binnen wenig Stunden einer Übermacht von Feinden überantwortet haben würde."

1831

Dem Schotten James Bowman Lindsay gelingt es, auf mehr als 1,6 km Entfernung über den Tay-Fluß unter Benutzung des Wassers als Leiter zu telegrafieren.

7. 1. 1831

Der Generalpostmeister Heinrich von Stephan wird in Stolp geboren.

Er ließ am 5. 11. 1867 die erste Fernsprechleitung zwischen seinem Büro und dem des Generaltelegrafendirektors legen, 1877 in Berlin die erste Telefonleitung bauen, erhielt im Oktober 1877 von dem Vorsteher des Londoner Haupttelegrafenamtes, H. C. Fischer, einem geborenen Deutschen, die ersten Telefonapparate von Bell zum Geschenk, stellte mit diesen am 4. 10. 1877 im Reichspostamtsgebäude sofort Versuche an, ließ am 25. 10. 1877 von seinem Arbeitszimmer aus eine Drahtleitung zu dem des Generaltelegrafendirektors in der Französischen Straße legen, die am 5. 11. 1877 als dauernde Telefonverbindung in Betrieb genommen wurde, teilte am 30. 10. 1877 Werner Siemens mit, daß er in Berlin ein Fernsprechamt bauen lassen werde, am 31. 10. 1877 wurde zum ersten Male über eine größere Entfernung, von Berlin nach Magdeburg, telefoniert, führte im November 1877 deutschen Physikern die ersten von der Firma Siemens & Halske gebauten Telefonapparate vor, verband Berlin mit Spandau, Mainz, Frankfurt a. M., Kassel, Magdeburg, Halle, Leipzig, Kiel und Hamburg und schuf das geplante erste preußische Telegrafennetz, das am 3. 11. 1877 vollendet und auf dem das von Siemens verbesserte Telefon erstmalig vorgeführt wurde, schloß am 12. 11. 1877 das erste Postamt telefonisch an das Telegrafennetz an (Rummelsburg und Friedrichsberg bei Berlin wurden durch eine Fernsprechleitung miteinander verbunden), schuf damit eine Telegrafenleitung mit Fernsprecher, die nicht mit Telegrafenapparaten, sondern mit Fernsprechapparaten betrieben wurde, ordnete am 21. 11. 1877 die Einrichtung von weiteren 18 Telegrafenämtern mit Bellschen Telefonapparaten an, richtete am 2. 1. 1878 an den Magistrat und an das Polizeipräsidium in Berlin ein Gesuch um Genehmigung, Fernsprechleitungen an Häusern anzubringen, das nach Bekanntwerden bei der Berliner Bevölkerung teilweise große Bedenken und Ablehnung hervorrief, erließ am 14. 6. 1880 einen Aufruf zur Beteiligung an einem Fernsprechverkehr in Berlin (sechs Monate danach hatten sich erst 94 Teilnehmer gemeldet, für die er eine Telefonanlage ausführen ließ, die am 12. 1. 1881 eröffnet wurde — das erste Fernsprechverzeichnis erschien in Berlin am 14. 7. 1881). Er starb 1897.



Heinrich von Stephan
1831–1897

16. 3. 1831

Der englische Physiker James Clark Maxwell wird in Edinbourgh als Sohn eines Juristen geboren. Er führte Untersuchungen über die Theorie der Elektrizität und des Magnetismus durch, entwickelte die elektromagnetische Lichttheorie, bezog elektrische und optische Größen zueinander und bereitete den Boden für die experimentellen Arbeiten von Heinrich Hertz vor, stellte 1865 die „Maxwellsche Theorie" auf, die heute allgemein angenommene grundlegende Theorie der Elektrizität, des Magnetismus und des Lichtes, sowie die „Maxwellschen Gleichungen", verfaßte ab 1865 ein großes Lehrbuch der Elektrizität und des Magnetismus, nach dessen Abschluß er 1871 Professor der Experimentalphysik an der Universität Cambridge wurde, wo er das schnell berühmt gewordene Cavendish-Laboratorium einrichtete, faßte die Forschungsarbeiten Faradays zusammen, stellte eine einheitliche Elektrizitätstheorie auf, die in den „Maxwellschen Gleichungen" gipfelten, und begründete weiter die kinetische Gastheorie neben Clausius und Boltzmann.



James Clark Maxwell
1831–1879

16. 5. 1831

Der englische Physiker David Edward Hughes wird in London geboren.

Er entwickelte 1855 einen Apparat, der die Telegramme gleich in lesbarer Schrift übermittelte (einen Drucktelegrafen), der 1868 in verbesserter Konstruktion zum Betrieb internationaler Leitungen zugelassen wurde, konstruierte 1876 das Kohlenkörnermikrofon, über das die ersten Nachrichten 1877 nach Deutschland gelangten, ließ am 9. 5. 1878 in der Royal Society in London sein Kontaktmikrofon vorführen, am 8. 6. 1878 in der Londoner Physikalischen Gesellschaft, erfand 1879 den Kohärer (Fritter), mit dem er im gleichen Jahre Signale bis auf 500 m Entfernung übertrug, um 1885 gelang es ihm, einen brauchbaren Typendrucktelegrafen herzustellen und verwendete am 5. 5. 1891 einen Wellendetektor zum Nachweis elektrischer Wellen. Er starb 1900.

29. 9. 1831

Michael Faraday entdeckt die elektromagnetische Induktion.

13. 11. 1831

Es wird eine Telegrafenlinie durch ganz Preußen in Betrieb genommen.

1832

Michael Faraday gibt dem Gesetz der Elektrolyse eine Fassung.

1832

Der russische Gelehrte P. L. Schilling konstruiert einen elektromagnetischen Nadeltelegrafen mit fünf Nadeln und stellt die Ablenkungen nach links und rechts zu einem Alphabet zusammen. Sein Originalapparat kam später in die Petersburger (Leningrader) Akademie.

1832

Samuel Morse, der als Maler von Physik noch nichts verstand und eine Studienreise nach Europa unternommen hatte, um sich dort als Maler auszubilden, beobachtet, wie der an Bord desselben Schiffes befindliche Professor Jackson aus Boston während der Überfahrt nach Amerika zum Zeitvertreib Versuche mit elektrischen Geräten, mit einem Elektromagneten und mit einer Voltaschen Säule ausführte. Als er bei einer Unterhaltung mit ihm gelegentlich davon sprach, den elektrischen Strom durch lange Leitungsdrähte in die Ferne zu übertragen, kam Morse blitzartig der Gedanke, auf dieselbe Weise Nachrichten über große Strecken zu übermitteln (s. 1835).

1832

Der französische Ingenieur Eiffel wird geboren. 1889 vollendete er anläßlich der Pariser Weltausstellung den 300 m hohen Eiffelturm in Paris, der später auch zur Durchführung der drahtlosen Telegrafie und des Rundfunks verwendet wurde. Er starb 1923.

26. 3. 1832

Der Physiker Wilhelm Feddersen wird in der Stadt Schleswig geboren.

Er untersuchte den elektrischen Funken, wies experimentell die elektrischen Schwingungen durch Fotografie mit Hilfe eines sich drehenden Spiegels nach, schuf die Grundlage zur Entwicklung der Technik der elektrischen Schwingungen, untersuchte 1857 die „hochfrequenten" Schwingungen, beobachtete die Abhängigkeit der Dauer der Schwingungen von der Kapazität des Kondensators und der Selbstinduktion des Schließungsdrahtes, Begriffe, auf die sich das ganze Funkwesen aufbaut, konnte 1859 das Vorhandensein elektrischer Schwingungen nachweisen, legte durch Professor Hankel in Leipzig am 13. 8. 1859 der Sächsischen Gesellschaft der Wissenschaften seine erste Abhandlung „Über elektrische Wellenbewegung" vor, die für die Entwicklung der drahtlosen Telegrafie und Telefonie grundlegend wurde. Er starb 1918.



Wilhelm Feddersen
1832–1918

21. 7. 1832

In Preußen bestimmt eine Verordnung den Bau der ersten optischen Telegrafenlinie von Berlin über Potsdam, Brandenburg, Magdeburg und Köln nach Koblenz mit 61 Stationen (s. 1834).

1833

Faraday entdeckt den Elektromagneten, der inzwischen ein wichtiges Werkzeug des Transportwesens geworden ist und in den Nachrichten- und Schaltmitteln, bei Telegraf, Telefon, als Relais usw. ein wichtiges Hilfsmittel darstellt.

Ostern 1833

Die Physiker Gauß und Weber in Göttingen machen auf der 900 m voneinander entfernten Strecke zwischen der Sternwarte und dem magnetischen Observatorium Beobachtungen, die sie sich gegenseitig durch Oszillationen einer Magnetnadel, die durch Induktionsströme mittels einer Drahtleitung abgelenkt wurde, nach Art des Morsealphabetes mitteilen.

Erfahrungsaustausch

Verbesserungsvorschläge für Stern-Radio Berlin aus der Reparaturpraxis

(Siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 1/53, S. 27)

Eine genaue Überprüfung der Gesamtbeanstandungen von Mängeln an dem Gerät 1 U 11 haben ergeben, daß die vorliegenden Reklamationen als minimal zu bezeichnen sind. Das Loslösen der Schallwandbespannungen wurde seinerzeit vom Betrieb Stern-Radio Berlin selbst beobachtet und sofort abgestellt. Der Fehler trat dadurch auf, daß seitens der Sicherheitsinspektion der vorher verwandte Kleber, der eine ausgezeichnete Klebkraft besaß, aus feuer- und gesundheitstechnischen Gründen abgesetzt und durch einen anderen Kleber ersetzt werden mußte, der nur eine geringe Klebkraft besaß und nach Feststellung dieses Mangels sofort verbessert wurde. Das Loslösen der Schallwandbespannungen ist seit langem wieder behoben.

Zu der Belastbarkeit des 1-MΩ-Schirmgitterwiderstandes der Eingangstetrode der UEL 51 ist zu sagen, daß die Belastbarkeit von 0,25 auf 0,5 W heraufgesetzt wurde.

Ministerium für Allgemeinen Maschinenbau
HV. Radio- und Fernmeldetechnik
Technische Leitung

Löschen des Bandes beim RFT-Tonbandgerät BG 19-1

(Siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 4/53, S. 118)

Die Verwendung einer Löschdrossel im Tonbandgerät BG 19-1 erfolgte aus preislichen Gründen. Es galt, das gesamte Gerät so preiswürdig wie möglich zu gestalten. Das Gerät wurde hierdurch um etwa 100 DM billiger. Es läuft jedoch ein Entwicklungsauftrag, um auch dieses Gerät mit einem Löschkopf auszustatten. Der Abschluß der Entwicklung erfolgt bis Jahresende, so daß diese Geräte im Jahre 1954 mit einem Löschkopf ausgerüstet werden, ohne daß eine merkliche Änderung im Preisgefüge bemerkbar wird. Zu den Anregungen des Einsenders, Herrn Walter Bischoff, Niesky O.L., wird das Funkwerk Leipzig Stellung nehmen.

Ministerium für Allgemeinen Maschinenbau
HV. Radio- und Fernmeldetechnik
Technische Leitung

Reparaturerfahrungen mit dem 1 U 11

(Siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 5/53, S. 152)

In bezug auf das thermoplastische Kunststoffseil ist zu sagen, daß seitens der Ausgangsrevision in diesem Punkt eine genaue Überprüfung durchgeführt wird. Eine grundsätzliche Nichteignung konnte nicht festgestellt werden. Die Bemängelungen sind darauf zurückzuführen, daß bei einem Teil der Geräte durch ein unsachgemäßes Werkzeug die Verbindung der beiden Seilenden nicht vorschriftsgemäß ausgeführt wurde. Stern-Radio Berlin teilte uns mit, daß die Kontrolle auf gute Funktionsfähigkeit der Werkzeuge sofort nach Bekanntwerden des Fehlers verschärft wurde und der mit Recht kritisierte Mangel dadurch behoben werden konnte.

Die Befestigung der Buchsenleiste für Erd- und Antennenanschluß sowie des Netzschalters an der Bodenseite des Gerätes ist in der Tat als ungünstig zu bezeichnen. Wir haben die Anregung des Herrn Ing. Herbert Käfer, Radebeul, an Stern-Radio Berlin weitergegeben und von dort die Auskunft erhalten, daß eine Änderung wegen Werkzeugschwierigkeiten zur Zeit nicht vorgenommen werden kann, jedoch an einer Umkonstruktion gearbeitet wird.

Abschließend bemerken wir noch, daß eine technologische Überprüfung von Stern-Radio Berlin stattgefunden hat und eine einwandfreie Geräteendprüfung durchgeführt wird.

Ministerium für Allgemeinen Maschinenbau
HV. Radio- und Fernmeldetechnik
Technische Leitung

Einige Worte an die RFT

(Siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 5/53, S. 152)

Herr Karl-Heinz Fischer, Pößneck, behandelt mit seinen Ausführungen ein Thema, das auch uns große Sorgen bereitet. Es wurden jedoch gerade im Rahmen der Aktion „Steigerung der Konsumtionsmittelerzeugung" in Zusammenarbeit mit den Werken und verantwortlichen Dienststellen Maßnahmen ergriffen, um eine Verbesserung der Lage in bezug auf den Garantieersatz und Reparaturbedarf an Röhren herbeizuführen.

Ministerium für Allgemeinen Maschinenbau
HV. Radio- und Fernmeldetechnik
Technische Leitung

Rundfunkgerätebauteile

Der Reparateur, der Amateur und der Bastler haben bei den wenigen ihnen zur Verfügung stehenden Bauteilen leider auch noch Anlaß zu berechtigter Kritik und Reklamation. Aber bisher konnte man in keiner Fachzeitschrift eine solche Kritik beobachten, ausgenommen den Artikel von Ing. Herbert Käfer, Radebeul, in der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK, H. 5/53, mit der Überschrift „Reparaturerfahrungen mit dem 1 U 11". Es wäre an der Zeit, nun endlich auch auf dem Gebiete der Funktechnik nur noch Qualitätserzeugnisse herzustellen. Nachstehend einige Beispiele fehlerhafter oder aus unzweckmäßigen Werkstoffen hergestellter Bauteile.

Es gibt Einbauschalter (Netzschalter), die nicht immer Kontakt geben, da die Kippfeder zu schwach ist. Einige Hersteller von HF-Spulensätzen verwenden Wellenschalter nach Art der Konstruktion von Philips, die schon nach kurzer Zeit mangelhafte Kontaktgabe aufweisen.

Bei den HF-Eisenkernen zum Beispiel stimmt das Gewinde nicht immer mit dem des Spulenkörpers überein. Die Kerne sitzen so locker in der Spule, daß sich bei der geringsten Erschütterung eine Verstimmung der entsprechenden Kreise bemerkbar macht. Natürlich kann man einwenden, daß die Kerne nach vorgenommenem Abgleich rüttelsicher anzuordnen sind. Aber auch das macht bei diesen Spulen insofern Schwierigkeiten, als ein Tropfen Lack nicht genügt, sondern der Kern, um fest im Spulenkörper zu haften, mit Wachs oder Paraffin vergossen werden muß. Der berühmte Gummifaden, der bekanntlich beim Drehen des Kernes zerstört wird, sollte doch endlich entfallen.

Betrachtet man die mechanische Ausführung einiger ZF-Bandfilter, dann stellt man fest, daß sich die Abschirmbecher auf Grund des verwendeten dünnen Aluminiumbleches beim Einbau verbiegen. Die Befestigungslaschen oder Schraubenenden, die durch das Chassis gesteckt werden, um sie zu verschränken bzw. zu verschrauben, sind an dem zu dünnen Blech mit lächerlich winzigen Nieten befestigt. Ein solches mit größter Vorsicht montiertes Bandfilter kann niemals stabil sitzen, da auch noch der auf einem Hartpapierstreifen aufgebaute Innenteil mit seinem oberen Steg kaum eine starre Befestigung im Aluminiumbecher zuläßt.

Man könnte die Reihe der zu kritisierenden Bauteile noch beliebig fortsetzen, zum Beispiel Röhrenfassungen, Rollkondensatoren mit zu dünnen Drahtenden usw., doch das soll genügen, um die verantwortlichen Prüfer der Fertigfabrikate bzw. die Gütekontrolleure daran zu erinnern, daß sie ihre Aufgabe ernster nehmen müssen.

Ing. G. C. Müller, Leipzig

Schutzwiderstand der UY 11

Beim Stern-Mittelsuper „Sonneberg" 65/52 GW, bestückt mit der Gleichrichterröhre UY 11, wurde das Durchbrennen des Schutzwiderstandes sowie das Abschmelzen des Katodenbändchens der UY 11 beobachtet. Ursprünglich wurde das Gerät für Selengleichrichtung entwickelt. Doch wurde nach Angaben des Herstellerwerkes eine Anzahl der Geräte mit der UY 11 bestückt. Dabei blieb wahrscheinlich unberücksichtigt, daß für die UY 11 bei einer Netzspannung von 220 bis 240 V und einem Ladekondensator von 32 μF erfahrungsgemäß ein Schutzwiderstand von mindestens 100 Ω, 4 W erforderlich ist. Der im Gerät eingebaute Schutzwiderstand von nur 20 Ω gefährdet die Gleichrichterröhre, da beim Einschalten, besonders auch kurz nach dem Ausschalten des Apparates, wenn die Katode noch glüht, sehr hohe Ströme auftreten.

Es empfiehlt sich daher, zur Verhütung von Röhrenschäden diesen Schutzwiderstand auf den oben angegebenen Wert zu erhöhen.

Parl Eidner, Penig, Sa.

Aus dem Reiche der Radiowellen

Von F. TSCHESTNOW

Übersetzung aus dem Russischen

220 Seiten mit 88 Abbildungen : Format DIN B 6
Kunstleder DM 2,85

Das Buch bringt eine allgemeinverständliche Einführung in das Wesen der hochfrequenten Ströme und ihre vielseitige Anwendung bei der drahtlosen Übertragung von Sprache und Bild, im Sicherungswesen von Schiffs- und Flugverkehr, bei der Echolotung für Tiefen- und Höhenmessung, in der Medizin, in der Metallurgie usw. Wissenschaftlich exakt, reich bebildert und gut gegliedert, bildet das Werk eine sichere Grundlage für jedermann, der bestrebt ist, sich mit diesem interessanten Gebiet vertraut zu machen. Da das Buch nicht nur Fragen des Rundfunks behandelt, sondern sämtliche Gebiete der Funktechnik berührt, schließt es eine Lücke in unserer Fachliteratur.

Das Werk erscheint in der „Bibliothek Wissen und Schaffen".



Zu beziehen durch jede Buchhandlung

FACHBUCHVERLAG GMBH LEIPZIG

Ihre Radio-Fachgroßhandlung



RADIO- UND ELEKTRO-GROSSHANDELSGESELLSCHAFT

bedient Sie mit allem Rundfunkzubehör:

Reparaturteile, Skalen, Gehäuse und Bastelteile.
Magnetton-Bandgeräte, Bauteile dazu, Mikrofon
und Verstärkeranlagen

Leipzig C1, Querstraße 26-28 · Ruf 66012

HF-Ingenieur oder Radioamateur
als **Teilhaber**
für zu errichtenden fernsehtechnischen Betrieb gesucht.
Zuschrift an:
M. Bellin, Berlin N 58, Bernauer Str. 43

Anlauf-
Blindstrom-
Rundfunk-
Störschutz-
Kondensatoren
Reparatur und Fertigung

FUNKFREQUENZ
HF-Gerätebau K. Schellenberg
in Verwaltung
Leipzig C 1, Goldschmidtstraße 22

Radiogehäuse
Nußbaum blank
Suche Abnehmer — Muster zur Ansicht
Emil Schwarz
Schwerin bei Storkow
Kreis Fürstenwalde

Suche RLC-Meßbrücke
zu kaufen
Horst Kuntoff
Rundfunkmechanikermeister
Zarrentin in Mecklenburg

Netztransformatoren

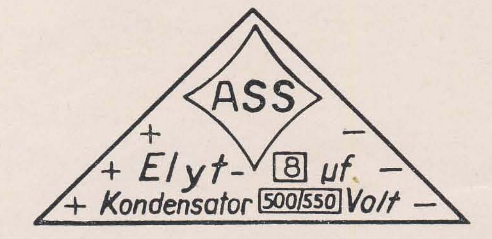
Ausg.- und Gegentaktübertrager, Netzdrosseln, HF-Spulen, Spulen aller Art für Rundfunk-Meßgeräte- und Verstärkerbau, Reparatur und Sonderanfertigung

Kurt Michel
Rundfunkmechanikermeister
Erfurt
Liebknechtstraße 4

Eisenkonstruktionen
Stahlschränke
Karteischränke
Schaltgerüste
Schaltschränke
Stanzen
von Massenartikeln
führt aus

Albert Stober, Berlin-Pankow
Mühlenstr. 66-67, Ruf 48 29 87

Suche für Magdeburg
2 perfekte Rundfunkmechaniker
für Reparatur und Konstruktion.
Zuschriften erbeten unter DL 9312
an DEWAG-Werbung, Leipzig C 1,
Katharinenstraße 3



Hochvolt-Elektrolytkondensatoren

Ing. A. SCHILLING

Leipzig C 1, Erich-Weinert-Straße 32, Ruf 20036

